



Fábio José Marques Alves

Licenciado em Ciências da Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Controlo Directo de Potência Aplicado a Geradores de Indução Duplamente Alimentados

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador: Doutor João Francisco Alves Martins,
Professor Auxiliar, Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa

Co-orientador: Doutor João Miguel Murta Pina, Professor Auxiliar, Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa

Júri:

Presidente: Prof. Doutor Luís Filipe Figueira de Brito Palma
Arguente: Mestre Pedro Miguel Ribeiro Pereira
Vogais: Professor Doutor João Francisco Alves Martins
Professor Doutor João Miguel Murta Pina



FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

Dezembro 2012



Fábio José Marques Alves

Licenciado em Ciências da Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Controlo Directo de Potência Aplicado a Geradores de Indução Duplamente Alimentados

Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores

Orientador: Doutor João Francisco Alves Martins,
Professor Auxiliar, Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa

Co-orientador: Doutor João Miguel Murta Pina, Professor Auxiliar, Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade Nova de Lisboa

Júri:

Presidente: Prof. Doutor Luís Filipe Figueira de Brito Palma
Arguente: Mestre Pedro Miguel Ribeiro Pereira
Vogais: Professor Doutor João Francisco Alves Martins
Professor Doutor João Miguel Murta Pina



FACULDADE DE
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE NOVA DE LISBOA

Dezembro 2012

DIREITOS DE CÓPIA

Controlo Directo de Potência aplicado a Geradores de Indução Duplamente Alimentados

COPYRIGHT 2013 Fábio José Marques Alves

COPYRIGHT 2013 Faculdade de Ciências e Tecnologia

COPYRIGHT 2013 Universidade Nova de Lisboa

A Faculdade de Ciências e Tecnologia e a Universidade Nova de Lisboa têm o direito, perpétuo e sem limites geográficos, de arquivar e publicar esta dissertação através de exemplares impressos reproduzidos em papel ou de forma digital, ou por qualquer outro meio conhecido ou que venha a ser inventado, e de a divulgar através de repositórios científicos e de admitir a sua cópia e distribuição com objectivos educacionais ou de investigação, não comerciais, desde que seja dado crédito ao autor e editor.

AGRADECIMENTOS

Ao Bruno Valente pelo companheirismo ao longo destes anos e também pela grande colaboração, sem a qual este projecto não seria possível.

Ao Miguel pela amizade e pela troca de ideias que ajudaram a resolver alguns problemas, não só neste projecto, como também ao longo do curso.

A todos os colegas que partilharam comigo esta fase da vida: Fábio Júlio, Flávio Diniz, Pedro Gomes, Tiago Xavier, Luís Lopes, Micael Simões, Luís Miranda, Ricardo Mendonça, Carlos Carvalho, Carlos Calmeiro, João Santos e Rui Branco por terem ajudado em todo o percurso académico e pela amizade que fica.

Aos meus pais, ao meu irmão e aos amigos pelo apoio incondicional agora e sempre.

Finalmente, aos Orientadores, Professores João Martins e João Murta Pina pela ajuda e apoio ao longo deste processo, pelos seus conhecimentos e vontade de ensinar e motivar.

RESUMO

A necessidade de fazer um melhor aproveitamento de energia eólica tem provocado rápidos avanços ao nível do desenvolvimento de turbinas eólicas, nomeadamente de turbinas com velocidade variável que permitem melhor extracção de energia do vento. Este desenvolvimento tem sido expandido às máquinas que fazem a conversão de energia mecânica em eléctrica (geradores). Nesse sentido destaca-se o uso de geradores de indução duplamente alimentados (GIDA) como uma das soluções mais comuns actualmente.

O objectivo principal deste trabalho é desenvolver um sistema de controlo de um GIDA. Este tipo de geradores é tipicamente utilizado em turbinas eólicas e, portanto, pretende-se que o controlo cumpra as seguintes especificações: apresentar um bom desempenho e extrair a máxima potência do vento que incide nas pás da turbina, com o mínimo de perdas. A optimização do controlo do gerador beneficia o desempenho global da instalação eólica.

O sistema desenvolvido permite simular o comportamento de uma máquina de indução, e toda a electrónica de potência necessária. O gerador é controlado através de uma técnica chamada controlo directo de potência (CDP). Este esquema de controlo é cada vez mais utilizado neste tipo de geradores, devido à sua robustez face à variação de parâmetros e à simplicidade de implementação.

Palavras-Chave: Gerador de Indução Duplamente Alimentado, Controlo Directo de Potência, Energia Eólica.

ABSTRACT

The need to make better use of wind energy has led to rapid advances in the development of wind turbines, particularly, variable speed turbines that makes it possible to extract wind power efficiently. This development has been also expanded to the machines responsible to convert the mechanical energy into electricity (generators). The use of doubly fed induction generators (DFIG) as one of the most common solutions nowadays.

The purpose of this work is to develop a simulation control system for a DFIG. This type of generators are commonly used in wind turbine applications, therefore the control system has to fulfill the following specifications: good performance and extract the maximum wind power with minimal losses. The DFIG control optimization, benefits the global performance of the wind power installation.

The developed system simulates the behavior of na induction generator and all the required power electronics. The machine is controlled by a Direct Power Control Technique (DPC). The use of this control scheme in such generators has increased a lot for its robustness to variations in parameters and implementation simplicity.

Keywords: Doubly-Fed Induction Generator, Direct Power Control, Wind Energy.

Índice

Índice de Figuras	XI
Índice de Tabelas.....	XV
1 Introdução.....	1
1.1 Motivação.....	1
1.2 Objectivos	2
1.3 Estrutura	2
2 Estado da Arte	5
2.1 Sistemas de velocidade fixa	5
2.2 Sistemas de velocidade Variável.....	7
2.3 Controlo do gerador duplamente alimentado	8
3 Fundamentos Teóricos.....	11
3.1 Máquina de Indução	11
3.1.1 Princípio de funcionamento.....	11
3.1.2 Tipos de Máquinas de Indução.....	12
3.1.3 Máquina de Indução Duplamente Alimentada	13
3.1.4 Modelo Matemático	14
3.2 Conversor Electrónico de Potência	19
3.2.1 Tipos de Conversores	20
3.2.2 Conversor <i>Back-to-Back</i>	25
3.2.3 Técnicas de comando	33
3.3 Métodos de Controlo.....	35
3.3.1 Controlo Indirecto	35
3.3.2 Controlo Directo.....	36
4 Controlo Directo de Potência	39
4.1 Introdução	39
4.2 Controlo do conversor do lado do rotor	40
4.2.1 Princípio de Controlo	40

4.2.2	Diagrama de Controlo	44
4.3	Controlo do conversor do lado da rede	48
4.3.1	Princípio de Controlo	49
4.3.2	Diagrama de Controlo	51
5	Implementação	57
5.1	Parâmetros	57
5.1.1	Gerador de Indução Duplamente Alimentado	57
5.1.2	Conversor electrónico de potência	58
5.2	Resultados de simulação	58
6	Conclusões	71
	Bibliografia	73
	Anexos	79
	Anexo A – Transformação de Coordenadas	79

Índice de Figuras

Figura 2.1 - Turbina eólica de velocidade fixa	6
Figura 2.2 - Esquema de ligação <i>direct driven</i>	7
Figura 2.3 - Esquema de ligação de um GIDA numa turbina eólica.....	8
Figura 3.1 - Campo girante de uma máquina de indução	12
Figura 3.2 - Rotor em gaiola de esquilo	13
Figura 3.3 - Rotor bobinado	13
Figura 3.4 – Representação dos enrolamentos trifásicos de uma MIDA	16
Figura 3.5 - Circuito rectificador trifásico em ponte (onda completa)	21
Figura 3.6 - Inversor comandado por tensão	22
Figura 3.7 – a) Sinais de saída de um VSI; b) Sinais de saída de um CSI	23
Figura 3.8 - Regulador de tensão monofásico	24
Figura 3.9 - Conversor AC-AC com barramento DC	25
Figura 3.10 - Conversor <i>Back-to-Back</i>	26
Figura 3.11 - Conversor com interruptores ideais.....	26
Figura 3.12 - Esquema equivalente do conversor (1 fase).	27
Figura 3.13- Combinação de 8 vectores espaciais possíveis.....	29
Figura 3.14 - Filtro passa-baixo do lado da rede.....	30
Figura 3.15 - Filtro dv/dt à saída do conversor.....	31
Figura 3.16 - Filtros RC e RLC.....	32

Figura 3.17 - Filtro RLC à saída do conversor.....	32
Figura 3.18 - Barramento DC do conversor <i>back-to-back</i>	32
Figura 3.19 - Modulação por largura de pulso	34
Figura 4.1 - Arquitectura de alto nível.	39
Figura 4.2 - Representação dos vectores espaciais de fluxo do estator e rotor	42
Figura 4.3 - Tensões do conversor e sectores associados	42
Figura 4.4 - Exemplo de aplicação de um vector de tensão	43
Figura 4.5 - Esquema de controlo do conversor do lado do rotor (CLR).....	44
Figura 4.6 - Bloco de estimação.....	45
Figura 4.7 - Componentes $\alpha\beta$ do vector de fluxo do rotor.....	46
Figura 4.8 - Comparadores de histerese a) 3 níveis; b) 2 níveis	47
Figura 4.9 - Filtro de saída do conversor do lado da rede.	49
Figura 4.10 - Influência da aplicação de vectores no eixo de potências.	50
Figura 4.11 - Exemplo de aplicação de vector.	51
Figura 4.12 - Esquema de controlo do conversor do lado da rede (CLRede).	52
Figura 4.13 - Esquema de controlo PLL.	52
Figura 4.14 - Sincronização do vector espacial com a tensão da rede.	53
Figura 4.15 - Circuito do barramento DC	54
Figura 5.1 - Diagrama de blocos do sistema simulado.....	59
Figura 5.2 - Correntes trifásicas do estator.....	60
Figura 5.3 - Correntes do estator no instante de alteração do sinal de referência das potências. 61	

Figura 5.4 - Correntes do rotor no instante de alteração do sinal de referência das potências....	61
Figura 5.5 - Potência activa instantânea no estator.	62
Figura 5.6 - Potência reactiva instantânea no estator.	63
Figura 5.7 - Potência reactiva no conversor do lado da rede.....	63
Figura 5.8 - Tensão no barramento DC.....	64
Figura 5.9 - Potência activa instantânea no conversor.	65
Figura 5.10 - Correntes trifásicas do estator.....	66
Figura 5.11 - Correntes trifásicas do rotor.	67
Figura 5.12 - Sector do vector de fluxo do rotor.	67
Figura 5.13 - Potência instantânea do estator.....	68
Figura 5.14 - Potência reactiva do estator.	69
Figura 5.15 - Potência Mecânica.....	69
Figura 5.16 - Tensão no barramento DC.....	70
Figura 5.17 - Potência reactiva instantânea no conversor do lado da rede.....	70

Índice de Tabelas

Tabela 3.1 - Modos de funcionamento MIDA.	14
Tabela 3.2- Estados possíveis dos interruptores e respectivos valores.	29
Tabela 4.1 - Sector do fluxo em função do seu ângulo.	46
Tabela 4.2 - Sinais de controlo das potências	47
Tabela 4.3 - Vectores de tensão do rotor (sentido horário).	48
Tabela 4.4 - Vectores de tensão do rotor (sentido anti-horário).	48
Tabela 4.5 - Sector do vector em função do seu ângulo.	53
Tabela 4.6 - Aplicação de vectores no CLREDE.	55
Tabela 5.1 - Parâmetros do gerador de indução.	58
Tabela 5.2 - Parâmetros do conversor e do filtro do lado da rede.	58
Tabela 5.3 - Parâmetros de controlo (até 3s).	59
Tabela 5.4 - Parâmetros de controlo (dos 3 aos 5s).	60
Tabela 5.5 - Parâmetros de controlo (até 2s).	65
Tabela 5.6 - Parâmetros de controlo (dos 2 aos 4s).	66

LISTA DE ABREVIATURAS, SÍMBOLOS

ABREVIATURAS

- AC – Corrente alternada (*Alternating Current*)
- CDB – Controlo Directo de Binário (*Direct Torque Control*)
- CDP – Controlo Directo de Potência (*Direct Power Control*)
- CLR – Conversor do lado do rotor
- CLRede – Conversor do lado da rede
- CSC – Conversor controlado por corrente
- CSI – Inversor controlado por corrente (*Current Source Inverter*)
- DC – Corrente contínua (*Direct Current*)
- DQ – Directo e Quadratura
- DSC – Controlo Directo Autónomo (*Direct Self Control*)
- fem – Força electromotriz
- FOC – Controlo por orientação de campo (*Field Oriented Control*)
- GIDA – Gerador de indução duplamente alimentado
- GIDS – Gerador de indução de dupla saída
- GTO – *Gate turn-off Thyristor*
- MCT – *MOS Controlled Thyristors*
- MIDA – Máquina de indução duplamente alimentada
- PI – Controlador Proporcional integral
- PLL – *Phase-locked Loop*
- PWM – Modulação por largura de impulso (*Pulse Width Modulation*)
- SVM – Modulação vectorial (*Space Vector Modulation*)
- VSC - Conversor comandado por tensão (*Voltage Source Converter*)
- VSI – Inversor comandado por tensão (*Voltage Source Inverter*)

SÍMBOLOS

C_{DC} – Condensador do barramento DC

e_P – Erro da potência activa instantânea

e_Q – Erro da potência reactiva instantânea

i_{abc} – Valor instantâneo da corrente trifásica

i_e – Valor instantâneo da corrente do estator

i_r – Valor instantâneo da corrente do rotor

$i_{\alpha e}$ – Valor instantâneo da componente α da corrente do estator

$i_{\alpha r}$ – Valor instantâneo da componente α da corrente do rotor

$i_{\beta e}$ – Valor instantâneo da componente β da corrente do estator

$i_{\beta r}$ – Valor instantâneo da componente β da corrente do rotor

J – Coeficiente de inércia

K_D – Coeficiente de atrito viscoso

L_{clrede} – Coeficiente de indução do filtro do lado da rede

L_e – Matriz de coeficientes de indução próprio e mútuo dos enrolamentos do estator

l_e – Coeficiente de indução próprio principal do estator

l_{ge} – Coeficiente de indução de fugas do estator

L_{er} – Matriz de coeficientes de indução próprio e mútuo dos enrolamentos do estator e do rotor

L_r – Matriz de coeficientes de indução próprio e mútuo dos enrolamentos do rotor

l_r – Coeficiente de indução próprio principal do rotor

l_{gr} – Coeficiente de indução de fugas do rotor

M_e – Coeficiente de indução mútua entre fases do estator

M_{er} – Valor máximo do coeficiente de indução mútua entre fases do estator e do rotor

M_r – Coeficiente de indução mútua entre fases do rotor

P_{clrede} – Potência activa instantânea no conversor do lado da rede

P_e – Potência activa instantânea do estator

Q_{clrede} – Potência reactiva instantânea no conversor do lado da rede

Q_e – Potência reactiva instantânea do estator

R_{clrede} – Resistência do filtro do lado da rede

R_e – Resistência dos enrolamentos do estator

R_r – Resistência dos enrolamentos do rotor

s - Escorregamento

S_g – Sinal de disparo do conversor do lado da rede

S_r – Sinal de disparo do conversor do lado do rotor

T_r – Binário resistente

T_m – Binário motor

U_{DC} – Tensão contínua do barramento DC

u_e – Tensão instantânea do estator

u_{jn} – Tensão entre a fase j e o ponto neutro do conversor

u_{j0} – Tensão entre a fase j e o ponto zero do barramento

u_{n0} – Tensão entre o ponto neutro e o ponto zero

u_P – Sinal de comando da potência activa instantânea

u_Q – Sinal de comando da potência reactiva instantânea

u_r – Tensão instantânea do rotor

$u_{\alpha e}$ – Valor instantâneo da componente α da tensão do estator

$u_{\beta e}$ – Valor instantâneo da componente β da tensão do estator

W_c – Co-energia magnética

ω – Velocidade angular

Ψ_e – Fluxo instantâneo do estator

Ψ_r – Fluxo instantâneo do rotor

ω_e – Frequência angular das correntes do estator

$\overrightarrow{\Psi_e}$ – Vector de fluxo do estator

$\overrightarrow{\Psi_r}$ – Vector de fluxo do rotor

ω_r – Frequência angular das correntes do rotor

ω_m – Velocidade angular mecânica do rotor

δ – Ângulo entre os vectores de fluxo do estator e rotor

$\Psi_{\alpha r}$ – Componente α do fluxo do rotor

$\Psi_{\beta r}$ - Componente β do fluxo do rotor

θ_Ψ – Ângulo do vector de fluxo

θ_{Ψ_r} – Ângulo do vector de fluxo do rotor

1 Introdução

1.1 MOTIVAÇÃO

Desde sempre o homem percebeu que a força do vento era um recurso natural a ser explorado. Estima-se que, há cerca de 5000 anos, os egípcios já utilizassem barcos, equipados com velas, que se moviam devido à força do vento. Mais tarde este recurso natural começou a ser utilizado em moinhos com rodas de grandes dimensões movidas pelo vento, para a moagem de cereais e bombagem de água destinada principalmente à rega de campos de cultivo.

A utilização do vento para produção da energia eléctrica é uma ideia mais recente. As primeiras turbinas utilizadas para este fim foram construídas na Escócia e em Ohio, Estados Unidos da América, no ano de 1887, esta última apresentava uma potência de 12 kW, o rotor tinha um diâmetro aproximado de 17 metros e a torre tinha uma altura de 18 metros. Dado que a turbina dispunha de 144 pás, rodava de forma relativamente lenta e tinha como finalidade alimentar 408 baterias [1]. Foi com esta máquina que apareceu a primeira noção de controlo em turbinas eólicas, uma vez que utilizava um sistema de caixa de velocidades para produzir energia de forma mais eficiente em função da velocidade do vento.

Durante a primeira metade do século XX a utilização de energia eólica foi condicionada pelos avanços tecnológicos proporcionados pela revolução industrial, nomeadamente pelas tecnologias que utilizavam combustíveis fósseis. Durante esse período os sistemas de produção de energia extraída do vento destinavam-se, na sua grande maioria, a pequenas quintas isoladas, e as turbinas utilizadas dispunham de uma potência nas dezenas de kW.

Na segunda metade do século XX, a produção de energia eólica teve dois períodos diferentes. Numa primeira fase houve, por parte de algumas empresas, um investimento em turbinas eólicas e na sua instalação. Este investimento deveu-se essencialmente às crises energéticas dos anos 70, mas ficou em suspenso quando no início dos anos 80 o preço dos combustíveis fósseis, nomeadamente do petróleo, baixou bastante, levando a um desinvestimento na energia eólica [2].

Mais recentemente, e até aos dias de hoje, devido às preocupações ambientais e à previsão de escassez dos recursos fósseis, o investimento em energias renováveis acentuou-se bastante, sendo que em 2011 cerca de 20% da energia mundial total proveio de fontes renováveis [3]. Destas, destaca-se a energia eólica, pelo papel cada vez mais relevante que tem ganho na produção global [4], especialmente tendo em conta os novos modelos de produção distribuída [5].

Num sistema eólico a energia eléctrica produzida pelas turbinas tem que ser fornecida às redes de transporte ou directamente às redes de distribuição. Nesse sentido, os sistemas de controlo assumem um papel fundamental, já que são responsáveis por tornar este processo mais eficiente, levando em conta factores como a velocidade do vento, o estado de operação da turbina ou o estado da rede à qual esta está ligada.

O desafio é desenvolver sistemas de controlo cada vez mais eficientes, de fácil implementação e de baixo custo, que apresentem capacidade de resposta a situações anómalas de funcionamento e que, no final, permitam uma plena integração da energia eólica nas redes já existentes e contribuam para que estas tenham uma importância maior na produção global de energia eléctrica.

1.2 OBJECTIVOS

No sentido de se desenvolver um sistema de controlo aplicável a um GIDA, o primeiro objectivo é mostrar os princípios de funcionamento de uma máquina de indução e criar um modelo que represente o seu comportamento dinâmico.

O segundo objectivo passa por incluir a electrónica de potência no sistema, modelando o comportamento do conversor escolhido. Este conversor é responsável pela conversão de grandezas entre o esquema de controlo e o gerador.

De maneira a poder levar o gerador para os pontos de operação pretendidos pretende-se implementar uma estratégia de controlo que o faça com o melhor desempenho possível. O terceiro objectivo é desenvolver a estratégia de controlo directo de potência, a ser aplicada ao GIDA.

1.3 ESTRUTURA

No capítulo 2 é mostrado o estado da arte dos temas que abrangem esta dissertação. É feita uma introdução histórica aos sistemas de velocidade fixa e variável. Em seguida são referenciados os trabalhos mais relevantes da área do controlo de geradores de indução duplamente alimentados.

No capítulo 3 é dada a fundamentação teórica sobre a qual se baseia este trabalho. São introduzidos conceitos sobre as máquinas de indução, conversores electrónicos de potência e métodos de controlo de máquinas, com especial interesse para os geradores de indução.

No capítulo 4 apresenta-se o método estudado: controlo directo de potência. É feita uma introdução com os aspectos mais relevantes sobre o princípio de funcionamento e em seguida detalha-se o esquema de controlo aplicado ao lado do rotor da máquina e ao lado da rede.

O capítulo 5 mostra os resultados de simulação da técnica de controlo directo de potência aplicada ao gerador de indução duplamente alimentado.

No capítulo 6 discutem-se os resultados obtidos e retiram-se conclusões do trabalho desenvolvido, propondo no final algumas ideias de trabalhos futuros associados a este trabalho de dissertação.

Finalmente os anexos mostram as transformações de coordenadas que são, por diversas vezes, utilizadas ao longo do trabalho.

2 Estado da Arte

Neste capítulo é apresentado o panorama actual dos sistemas de energia eólica e os principais métodos de controlo utilizados em geradores de indução duplamente alimentados. Inicialmente mostram-se os diferentes tipos de sistemas eólicos, as suas diferenças e características e finalmente são feitas referências aos mais importantes estudos sobre o controlo deste tipo de geradores.

Os sistemas de energia eólica podem ser divididos em dois grandes grupos, em função do seu tipo de operação: sistemas de velocidade fixa e sistemas de velocidade variável.

2.1 SISTEMAS DE VELOCIDADE FIXA

Os sistemas de velocidade fixa foram os primeiros a ser utilizados em larga escala. Estes foram construídos com o objectivo de serem robustos e com baixo custo de produção. A principal característica é a velocidade constante de funcionamento dos geradores, independentemente da velocidade do vento.

As configurações mais comuns neste tipo de sistemas apresentam geradores de indução com rotor em gaiola de esquilo ligado ao eixo da turbina eólica através de uma caixa de velocidades [6], como é mostrado na Figura 2.1. O facto de a máquina assíncrona estar directamente acoplada a uma rede de frequência constante, implica que esta rode com uma velocidade mecânica praticamente constante [7]. Outra característica importante destes sistemas é a ligação dos terminais do estator directamente à rede, o que dispensa a utilização de electrónica de potência [8] [9].

As turbinas eólicas que operam a velocidade fixa estão projectadas para produzir energia eléctrica, com rendimento máximo, para velocidades do vento na ordem dos 15 m/s (uma rajada de vento forte pode atingir valores de várias dezenas de metros por segundo). Poder-se-ia colocar a questão de otimizar as turbinas para apresentarem elevado rendimento para velocidades de vento superiores (rajadas), mas isso não seria compensatório, uma vez que este tipo de rajadas são pouco frequentes, e portanto na maior parte do tempo a turbina não estaria a disponibilizar o máximo de energia à saída. Opta-se então por trabalhar com rendimento máximo numa gama de valores próxima da velocidade média do vento, negligenciando os valores fora desse intervalo. A máxima potência alcançável por turbinas de velocidade fixa situa-se entre os 500 e 1500 kW [7].

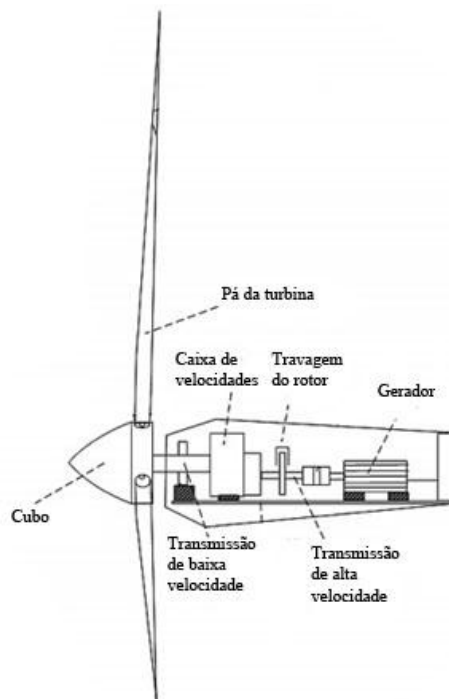


Figura 2.1 - Turbina eólica de velocidade fixa [7].

Apesar de a velocidade de rotação do eixo do gerador ser constante, existe a necessidade de controlar a potência de entrada da turbina. Existem duas formas principais de controlar a potência em turbinas que operam a velocidade fixa: controlo activo do passo (*Pitch Control*) e controlo com perda aerodinâmica (*Stall*) [10].

O controlo por variação activa de passo é feito utilizando um controlador electrónico que verifica constantemente a potência de saída da turbina, caso a potência esteja demasiado alta é enviada uma ordem para que um mecanismo situado nas pás da turbina (*pitch*) as faça rodar e assim absorver menos energia do vento. Quando a potência é baixa acontece o contrário, o vento está mais forte e por isso é necessário que o mecanismo de passo gire para obter mais energia [7].

As turbinas que dispõem de um controlo de potência com perda aerodinâmica apresentam diferenças construtivas em relação às que utilizam o controlo de passo. As lâminas do rotor estão fixas ao cubo e não têm a capacidade de rodar, ao contrário do que acontece no controlo por variação do passo. Neste mecanismo de controlo, também conhecido como controlo passivo, a espessura e curvatura das pás da turbina variam ao longo da própria pá. O objectivo é controlar o ângulo que existe entre a pá e a direcção aparente do vento, este ângulo é conhecido na literatura por ângulo de ataque [9, 11]. Quando a velocidade do vento se torna demasiado elevada, a turbulência por ele criado, manifesta-se na parte debaixo da pá, ou seja, esta entra em perda aerodinâmica, o que faz diminuir a potência.

Comparativamente ao controlo de passo, o controlo por perda aerodinâmica apresenta a vantagem de não ter partes móveis no próprio rotor, e também desafios mais complicados ao nível da dinâmica das turbinas para se evitar, por exemplo, vibrações indesejadas [7].

2.2 SISTEMAS DE VELOCIDADE VARIÁVEL

Mais recentemente os sistemas de velocidade variável têm sido utilizados em larga escala, principalmente em turbinas de grande potência (na ordem dos MW), pelas vantagens que apresentam em relação aos sistemas de velocidade fixa, nomeadamente:

- A ausência de caixa de velocidades que requerem manutenção regular e dispendiosa [12].
- Capacidade de controlo do consumo de potência reactiva [13].
- Redução do *stress* mecânico ou seja, a energia acumulada por rajadas de vento é absorvida pela inércia da turbina [6].
- A produção de energia eléctrica pode ser aumentada entre 3 a 28% [9, 14].

Existem várias configurações possíveis para as turbinas eólicas de velocidade variável. As mais frequentes utilizam geradores síncronos (*direct driven*) ou geradores de indução duplamente alimentados (GIDA) [9], embora também existam configurações com geradores de indução com rotor em gaiola [8].

Na Figura 2.2 está representado o esquema de ligação de uma turbina equipada com um conversor ligado em série com o estator. Este tipo de sistema está, normalmente, equipado com geradores de indução em gaiola e geradores síncronos, mas apresenta como desvantagem o facto de os conversores electrónicos serem de potências elevadas, o que os torna mais caros e também faz aumentar as perdas, levando a uma diminuição do rendimento.

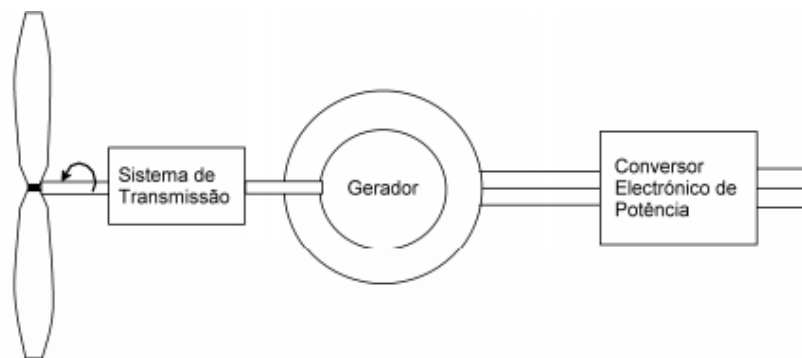


Figura 2.2 - Esquema de ligação *direct driven*.

O tipo de esquema de ligação mais frequente utiliza geradores de indução com rotor bobinado. Dentro deste grupo destacam-se duas tecnologias principais: gerador de indução de dupla saída (GIDS) [15] e GIDA.

Em turbinas de velocidade variável o controlo é mais abrangente, quando comparado com as de velocidade fixa, portanto torna-se necessário que o sistema de controlo cumpra os seguintes objectivos principais:

- Extrair a máxima energia do vento.
- Manter a turbina a operar dentro dos limites de segurança (potência, velocidade e binário).
- Minimizar a carga mecânica.

Estas especificações são independentes do gerador utilizado, no entanto, este trabalho de dissertação tem como tema principal o controlo aplicado a um gerador de indução duplamente alimentado, assim sendo será dado particular interesse a este tipo de sistema.

2.3 CONTROLO DO GERADOR DUPLAMENTE ALIMENTADO

Este tipo de máquinas já é utilizado há vários anos em aplicações de velocidade variável. O estator da máquina é ligado directamente à rede, e o rotor é alimentado por um conversor bidireccional que por sua vez também está ligado à rede, tal como mostrado na Figura 2.3.

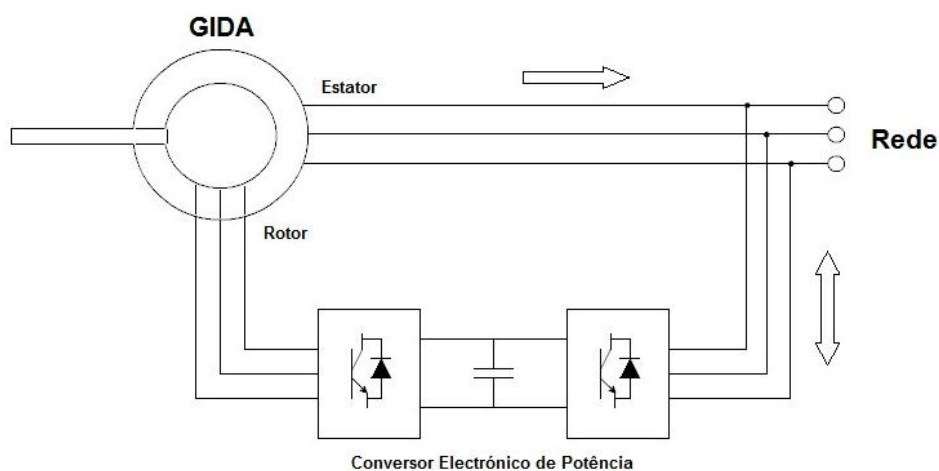


Figura 2.3 - Esquema de ligação de um GIDA numa turbina eólica.

Uma configuração com um GIDA opera normalmente em velocidades até 30% abaixo e 20% acima da velocidade nominal [7], permite controlo total do fluxo de potência activa e reactiva trocado com a rede e a electrónica de potência presente apenas consome uma parte da potência nominal (normalmente 30%) [6], o que representa uma redução, não só de custos, mas também de perdas.

A estratégia clássica de controlo do GIDA é o controlo vectorial aplicado ao circuito do rotor, que também é conhecido como controlo orientado por campo (FOC¹). Dentro deste tipo de controlo encontram-se na literatura variantes que diferem na variável de controlo e nas técnicas implementadas para cumprir as especificações de projecto. As técnicas mais comuns utilizam a corrente do rotor como variável a controlar e diferem principalmente pela orientação escolhida para o vector de corrente: orientação pelo fluxo do estator e orientação pela tensão do estator (rede) [16, 17, 7, 9, 18, 19]. Em [20] estuda-se o controlo vectorial utilizando como variável o fluxo do rotor, dispensando assim o uso de sensores de medição da corrente. Os princípios básicos do controlo vectorial são mostrados na secção 3.3.

Mais recentemente novas estratégias de controlo têm vindo a ser desenvolvidas, uma delas é o controlo directo. Este é actualmente um esquema de controlo bastante utilizado pela sua simplicidade de implementação e bom desempenho. As primeiras técnicas estudadas no âmbito do controlo directo, e que serviram de base para as inúmeras variantes que daí surgiram, são o controlo directo de binário (CDB²) e o controlo directo de potência (CDP³).

A primeira versão do CDB é estudada pela primeira vez em 1984 [21], conhecido então como *Direct Self Control* (DSC), mais tarde, em [22] apresentou-se a versão que é hoje conhecida. A diferença entre estas duas técnicas está relacionada com o caminho que o vector de fluxo segue em cada uma das estratégias. Desde então este esquema de controlo tem sido amplamente desenvolvido e implementado por [23, 24, 25, 26]. Mais recentemente vários autores [27, 28, 29], estudaram a aplicação do CDB a geradores duplamente alimentados. Os aspectos básicos do CDB podem ser vistos na secção 3.3.

O CDP é uma técnica que deriva do CDB, e por isso partilha a mesma base teórica. A principal diferença entre estas duas técnicas são as variáveis escolhidas pela estratégia de controlo. No CDB as variáveis controladas são o binário electromagnético e a amplitude do fluxo do rotor, no caso do CDP são as potências activa e reactiva. Este tipo de controlo foi estudado na sua versão

¹ Do termo inglês *Field Oriented Control*

² Do inglês *Direct Torque Control*

³ Do inglês *Direct Power Control*

mais básica por [30, 7, 31, 32, 33]. Numa outra abordagem é estudado o controlo de potência recorrendo ao conceito de fluxo virtual, em [34], mostra-se que a utilização desse tipo de fluxo, em oposição à orientação do vector de tensão da rede, diminui a distorção harmónica da corrente da rede, o que leva a dispensar o uso de sensores para medição de tensões. Um dos problemas do CDP na sua versão mais básica está relacionado com a introdução de uma frequência de comutação variável dos disparos nos conversores. Para resolver este problema, várias técnicas de CDP que impõem uma frequência de comutação constante foram desenvolvidas. Em [35] propõe-se a utilização da modulação PWM, já em [36, 37] obtém-se uma frequência de comutação constante recorrendo a uma modulação por vectores espaciais (SVM⁴). Em [38] mostra-se que uma técnica de controlo preditivo também produz uma frequência constante. Outro dos problemas mais comuns relacionados com o CDP tem a ver com o uso das variáveis de fluxo. O fluxo, ao contrário da corrente e da tensão, não é medido directamente, pelo que se torna necessário estimar o seu valor. Na sua versão mais básica o fluxo é estimado recorrendo a expressões matemáticas e à posição do rotor, no caso do fluxo do rotor. Na secção 4.2.2 mostra-se um método possível de estimação do valor de fluxo do rotor. Uma vez que se trata de uma aproximação, e não do valor real, existe um erro associado ao valor de fluxo obtido, nesse sentido vários autores estudaram e testaram técnicas de predição de fluxo. Em [39] é descrita uma técnica de controlo preditivo aplicada a conversores de dois níveis controlados por tensão, enquanto em [40] se propõe um melhoramento do controlo preditivo mais básico, utilizando uma lei de controlo baseada num modelo de função de transferência, com vista a compensar e regular as diferenças nas potências activa e reactiva de saída, ou seja, na ligação com a rede. Finalmente em [38] aborda-se uma técnica de controlo preditivo baseada na aplicação de três vectores de tensão de uma forma simétrica, o que resulta numa frequência de comutação constante e numa melhor resposta nos períodos transitórios.

O CDP aplicado a geradores de indução duplamente alimentados é alvo de um estudo mais detalhado no capítulo 4 e os resultados, em simulação da aplicação desta técnica de controlo, são mostrados no capítulo 5.

⁴ *Space Vector Modulation*

3 Fundamentos Teóricos

Este capítulo tem como objectivo apresentar as bases teóricas que suportam o trabalho desenvolvido.

Na secção 3.1 mostram-se, de forma simplificada, os princípios de funcionamento e o modelo matemático que representa o comportamento dinâmico da máquina de indução. Com esta representação é possível saber em cada instante temporal o valor das variáveis da máquina, tais como correntes tensões, binários e fluxos.

Na secção 3.2 apresenta-se uma visão geral da importância da electrónica de potência, nomeadamente de circuitos conversores. São mostradas várias topologias de conversores electrónicos de potência e apresentadas técnicas de comando dos mesmos. É dada especial atenção ao conversor *back-to-back* pela sua relevância nesta dissertação. O modelo matemático deste conversor é aqui apresentado.

Finalmente na secção 3.3 introduzem-se os principais métodos de controlo aplicado a turbinas eólicas. São enumeradas as principais características de cada esquema de controlo e as vantagens e desvantagens da sua utilização.

3.1 MÁQUINA DE INDUÇÃO

3.1.1 Princípio de funcionamento

Uma máquina de indução, ou assíncrona, é constituída por uma parte fixa (estator) e por uma parte móvel (rotor). O seu princípio de funcionamento tem como base a lei geral da indução ou lei de Faraday, que diz que um campo magnético variável no tempo induz uma força electromotriz (fem) [41].

No caso de uma máquina de indução as correntes trifásicas que alimentam o estator vão criar um campo magnético girante. Os condutores do rotor, estão expostos a esse campo e vão senti-lo a variar, o que induz uma fem. O facto de os condutores estarem em curto-circuito permite que neles circulem correntes rotóricas. Estas correntes criam um campo magnético, no rotor, que roda à velocidade do campo girante (ω). Esse campo não está fixo com o rotor e portanto arrasta-o a uma velocidade, Ω [42] (Figura 3.1). Esta máquina não funciona à velocidade de sincronismo, e é

por isso também chamada de máquina assíncrona, pois isso significaria que o rotor estaria a rodar à mesma velocidade do campo girante e assim não sentiria a variação do campo magnético.

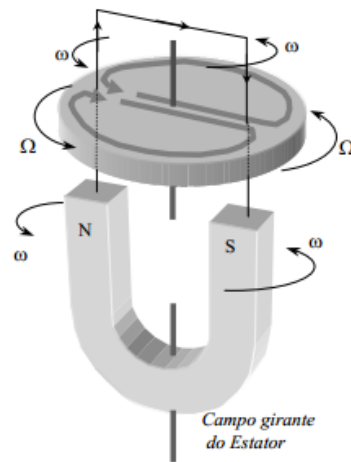


Figura 3.1 - Campo girante de uma máquina de indução [42].

O facto de os campos magnéticos rodarem síncronos a uma velocidade diferente da própria velocidade mecânica do rotor, introduz a noção de escorregamento (s). Se as correntes do estator tiverem uma frequência angular, ω_e , então o campo girante roda a essa mesma velocidade. Se o rotor rodar a uma velocidade Ω em relação ao estator, a velocidade do rotor em relação ao campo girante do estator é: $\omega_r = \omega_e - \Omega$ e as correntes induzidas no rotor apresentam precisamente essa frequência angular [42]. O escorregamento é dado pela expressão 3.1.

$$s = \frac{\omega_r}{\omega_e} = \frac{(\omega_e - \Omega)}{\omega_e} \quad (3.1)$$

3.1.2 Tipos de Máquinas de Indução

As máquinas de indução podem ser de dois tipos, dependendo do tipo de construção do seu rotor: rotor em gaiola de esquilo e rotor bobinado.

A principal diferença entre estes dois tipos de máquinas tem a ver com a forma como os condutores estão dispostos no seu rotor. Nas máquinas com rotor em gaiola de esquilo este tem ranhuras, nas quais são inseridas barras condutoras curto-circuitadas nas extremidades por anéis metálicos (Figura 3.2). Nas máquinas de rotor bobinado as mesmas ranhuras contêm enrolamentos distribuídos (Figura 3.2).



Figura 3.2 - Rotor em gaiola de esquilo [43].



Figura 3.3 - Rotor bobinado [43].

Uma máquina de indução com rotor em gaiola de esquilo apresenta, devido à sua construção, capacidade para sustentar maiores esforços mecânicos e eléctricos. Já uma máquina com rotor bobinado apresenta custos mais elevados de manutenção, quando esta é composta por escovas e anéis de acesso aos enrolamentos, uma vez que nem todas as máquinas de rotor bobinado têm estas características. O facto de ser possível aceder aos enrolamentos do rotor apresenta-se muito vantajoso no controlo de turbinas eólicas com velocidade variável, como vai ser mostrado no próximo subcapítulo.

3.1.3 Máquina de Indução Duplamente Alimentada

Uma máquina de indução duplamente alimentada (MIDA) é uma máquina de indução de rotor bobinado frequentemente utilizada em aplicações de produção de energia eólica que recorrem a turbinas de velocidade variável.

Foi visto no capítulo 2 que existem diferentes formas de variar a velocidade em turbinas eólicas. Aproveitando o facto de uma MIDA poder ser alimentada, não só pelo estator, mas também pelo rotor, o controlo destas máquinas pode variar, desde métodos simples de controlo de velocidade,

recorrendo apenas a resistências rotóricas, ou mesmo a métodos mais complexos e robustos, que utilizam sistemas de conversão electrónicos de potência.

Ao contrário de uma máquina de indução com os enrolamentos do rotor em curto-circuito, uma MIDA pode operar tanto como gerador quanto motor independentemente se o seu escorregamento é positivo ou negativo. Analisando os fluxos de potência do estator, rotor e também a velocidade mecânica da máquina, é possível definir 4 modos de operação, que estão representados na Tabela 3.1.

	Modo	Escorregamento	Potência Mecânica	Potência no Estator	Potência no Rotor
1	Motor	$s < 0$ (Supersincronismo)	> 0	< 0	> 0
2	Gerador	$s < 0$ (Supersincronismo)	< 0	> 0	> 0
3	Gerador	$s > 0$ (Subsincronismo)	< 0	> 0	< 0
4	Motor	$s > 0$ (Subsincronismo)	> 0	< 0	> 0

Tabela 3.1 - Modos de funcionamento MIDA⁵.

Podemos ver na Tabela 3.1 que no modo 2 a máquina pode fornecer potência tanto pelo rotor como pelo estator. Quando comparada com a máquina de indução apenas alimentada pelo estator (rotor em curto circuito), a MIDA pode funcionar como gerador mesmo quando o escorregamento é positivo, fornecendo potência pelo estator e absorvendo pelo rotor.

3.1.4 Modelo Matemático

Nesta secção mostra-se, em traços gerais, os passos necessários à obtenção do modelo matemático do gerador utilizado nas simulações do sistema de controlo.

A modelação do regime dinâmico de uma MIDA está amplamente presente na bibliografia [44, 7, 45, 17]. Existem vários métodos que permitem obter o modelo matemático, que diferem entre si principalmente pela utilização de diferentes referenciais. (anexo A)

⁵ Convenciona-se que a máquina entrega potência quando apresenta um valor positivo

Identificam-se os principais referenciais nos quais o modelo da MIDA é obtido: modelo em coordenadas físicas (abc), coordenadas referenciadas ao estator ($\alpha\beta$), referenciadas ao rotor (DQ) e referencial síncrono (dq). No âmbito desta dissertação o estudo é feito utilizando apenas o modelo expresso em coordenadas físicas. Para que a análise fique mais simples, a formulação de equações faz-se em duas partes distintas: a parte electromagnética e a parte mecânica.

Equações “Electromagnéticas”

Um sistema trifásico equilibrado com acoplamento magnético entre fases, como o que está representado na Figura 3.4, pode ser representado através do seguinte conjunto de equações diferenciais descritas na forma matricial:

$$[u_{abc}] = [R][i_{abc}] + \frac{d[\Psi_{abc}]}{dt} \quad (3.2)$$

Onde $[\Psi_{abc}] = [L][i_{abc}]$ é o fluxo ligado com a bobina de cada fase.

A equação 3.2 pode ser aplicada individualmente aos enrolamentos do estator ou do rotor.

$$[u_e] = R_e[i_e] + \frac{d[\Psi_e]}{dt} \quad (3.3)$$

$$[u_r] = R_r[i_r] + \frac{d[\Psi_r]}{dt} \quad (3.4)$$

Onde os fluxos são dados por:

$$[\Psi_e] = [L_e][i_e] + [L_{er}][i_r] \quad (3.5)$$

$$[\Psi_r] = [L_r][i_r] + [L_{re}][i_e] \quad (3.6)$$

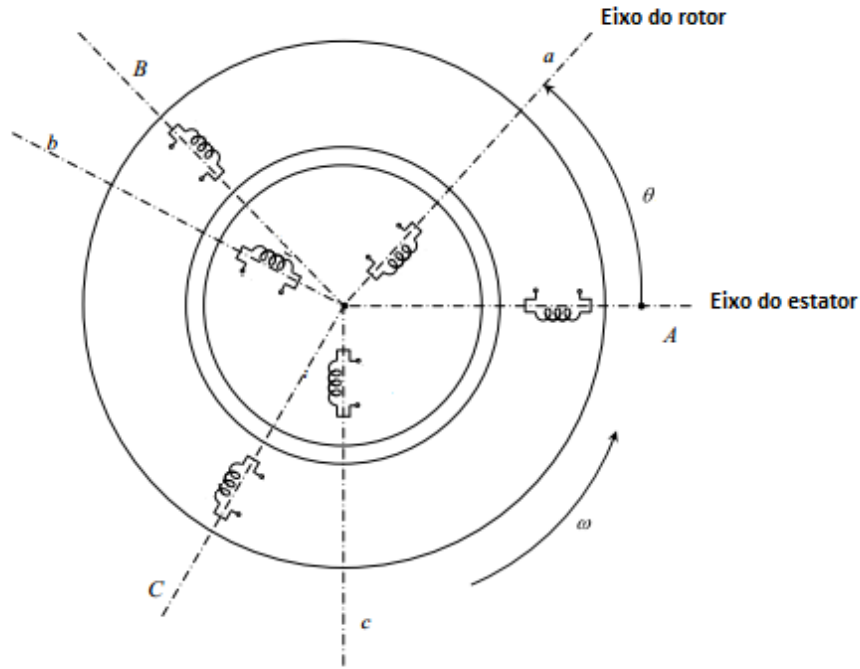


Figura 3.4 – Representação dos enrolamentos trifásicos de uma MIDA [7].

As matrizes dos coeficientes de indução do estator, rotor e mútuos, L_e , L_r , e L_{er} respectivamente, são dadas por:

$$[L_e] = \begin{bmatrix} l_e & -M_e & -M_e \\ -M_e & l_e & -M_e \\ -M_e & -M_e & l_e \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & -M_r & -M_r \\ -M_r & l_r & -M_r \\ -M_r & -M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$[L_{er}] = M_{er} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

O ângulo entre o eixo do estator e do rotor está representado na Figura 3.4 e é dado por θ .

A abordagem seguida junta as equações do estator e do rotor numa só, uma vez que se admite que os circuitos são ideais e a análise de uma fase pode ser transportada para as restantes.

Assim sendo, tomando como referência a equação 3.1, as matrizes U_{abc} , i_{abc} , e L são dadas por:

$$u_{abc} = \begin{bmatrix} u_{e_a} \\ u_{e_b} \\ u_{e_c} \\ u_{r_a} \\ u_{r_b} \\ u_{r_c} \end{bmatrix} \quad i_{abc} = \begin{bmatrix} i_{e_a} \\ i_{e_b} \\ i_{e_c} \\ i_{r_a} \\ i_{r_b} \\ i_{r_c} \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} [L_e] & [L_{er}] \\ [L_{re}] & [L_r] \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} l_e & M_e & M_e & M_{er} \cos(\theta) & M_{er} \cos(\theta) & M_{er} \cos(\theta) \\ M_e & l_e & M_e & M_{er} \cos(\theta) & M_{er} \cos(\theta) & M_{er} \cos(\theta) \\ M_e & M_e & l_e & M_{er} \cos(\theta) & M_{er} \cos(\theta) & M_{er} \cos(\theta) \\ M_{er} \cos(\theta) & M_{er} \cos(\theta) & M_{er} \cos(\theta) & l_r & -M_r & -M_r \\ M_{er} \cos(\theta) & M_{er} \cos(\theta) & M_{er} \cos(\theta) & -M_r & l_r & -M_r \\ M_{er} \cos(\theta) & M_{er} \cos(\theta) & M_{er} \cos(\theta) & -M_r & -M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

O que se pretende é chegar a uma expressão cujo resultado seja o valor instantâneo das correntes trifásicas da máquina. Como foi dito anteriormente, a análise de uma fase pode ser transportada para as outras e as grandezas do rotor e do estator podem ser analisadas em conjunto, por isso mesmo daqui em diante os índices associados a estas grandezas estão omissos.

$$[u] = [R][i] + \frac{d([L][i])}{dt} \Leftrightarrow [u] = [R][i] + \frac{d[L]}{dt}[i] + \frac{d[i]}{dt}[L] \quad (3.11)$$

Através da transformação matemática:

$$\frac{d[L]}{dt} = \frac{d[L]}{d\theta} \times \frac{d\theta}{dt} \quad (3.12)$$

Onde $\frac{d\theta}{dt} = \omega$, a expressão vem:

$$[u] = [R][i] + \frac{d[L]}{d\theta}[i]\omega + \frac{d[i]}{dt}[L] \Leftrightarrow$$

$$\frac{d[i]}{dt} = [L]^{-1} \left([u] - [R][i] - \frac{d[L]}{d\theta}[i]\omega \right) \quad (3.13)$$

É possível agora, conhecendo os valores de tensão aplicados no estator e no rotor, as resistências por fase e os coeficientes de indução, calcular o valor instantâneo das correntes em cada fase.

As tensões aplicadas na máquina são fáceis de identificar, uma vez que a máquina está directamente ligada à rede pelos terminais do estator. Para efeitos de modelação considera-se que esta rede é de capacidade infinita e que as amplitudes e frequências dos sinais se mantêm inalterados.

A tensão de alimentação do rotor está directamente ligada com a análise do conversor electrónico de potência como é mostrado na secção 3.2. Os coeficientes de indução da máquina assíncrona podem ser obtidos através de ensaios que saem fora do âmbito desta dissertação. Por fim o parâmetro que ainda não foi focado, e que nesta fase não se conhece é a velocidade angular do rotor, que se obtém através das equações provenientes da modelação dos sistemas mecânicos.

Para completar o estudo da parte electromagnética, introduz-se a análise do binário electromagnético.

Binário Electromagnético

A noção de binário electromagnético vem da teoria da conversão electromecânica de energia. Como foi visto no princípio de funcionamento da máquina, a interacção entre os campos magnéticos do estator e do rotor, altera o movimento deste último, fazendo-o rodar sobre o seu eixo. Pode-se dizer que aparece um binário que faz mover o rotor, a este binário dá-se o nome de binário electromagnético, ou binário motor. O binário motor está relacionado com a co energia magnética, W_c , através da expressão 3.14 [44].

$$T = \frac{\partial W_c}{\partial \theta} \quad (3.14)$$

A co-energia magnética depende da corrente do circuito magnético e do fluxo ligado entre espiras e é dada por:

$$W_c = \frac{1}{2} [i]^T [\psi] \quad (3.15)$$

Assim sendo, a equação 3.16 representa o valor de binário electromagnético, transferido do estator para o rotor.

$$T = \frac{1}{2} [i]^T \frac{\partial}{\partial \theta} ([\psi]) = \frac{1}{2} [i]^T \frac{\partial}{\partial \theta} ([L])[i] \quad (3.16)$$

Equações Mecânicas

A modelação de sistemas mecânicos envolve uma série de fenómenos que, pela sua complexidade e multiplicidade de detalhes, não será alvo de estudo nesta dissertação.

Uma vez que se pretende focar com mais detalhe o controlo da máquina, a modelação dos sistemas mecânicos e electrónicos pretende-se simples, assim sendo, em grande parte dos casos basta considerar a seguinte equação baseada na lei fundamental da dinâmica, para um sistema rotativo [44]:

$$T_m = J\dot{\omega} + T_r \quad (3.17)$$

Onde T_m representa o binário motor (N.m), J é o momento de inércia, ω , a velocidade angular do rotor e T_r é o binário resistente ou binário de carga.

O binário resistente depende do tipo de carga e portanto considera-se um tipo de atrito da seguinte forma:

$$T_r = K_D\omega \quad (3.18)$$

A equação 3.18 mostra que o atrito viscoso K_D provoca um binário resistente proporcional à velocidade.

Combinando as equações 3.16 e 3.17 é possível obter o modelo do comportamento dinâmico da máquina de indução.

3.2 CONVERSOR ELECTRÓNICO DE POTÊNCIA

A utilização de electrónica de potência data do início do século XX, mas durante algum tempo, sensivelmente até à década de 50, não teve avanços significativos. No final dos anos 40 a invenção do transistor levou a uma revolução tecnológica importantíssima para a electrónica como a conhecemos hoje. O aparecimento destes dispositivos semicondutores permitiu uma redução considerável nos custos de produção de electrónica de potência, o que levou a um crescimento exponencial da utilização deste tipo de dispositivos [46].

Nos dias de hoje estamos rodeados de uma grande quantidade de dispositivos que necessitam de diferentes tipos de alimentação eléctrica. A grande maioria deles utiliza a electrónica de potência,

devido ao seu rendimento, tamanho e capacidade de trabalhar em vários níveis de tensão e corrente.

Actualmente é possível encontrar sistemas de electrónica de potência num grande número de áreas, tais como:

- Sistemas de transmissão de energia eléctrica.
- Telecomunicações.
- Informática.
- Indústria automóvel.
- Máquinas eléctricas.

O principal objectivo da electrónica de potência é regular e controlar o fluxo de energia eléctrica em circuitos, introduzindo tensões e correntes adaptadas ao tipo de carga [47].

É de especial interesse para esta dissertação a utilização de electrónica de potência no controlo de motores eléctricos, nomeadamente através de conversores estáticos, uma vez que estes têm capacidade de converter tensões ou correntes alternadas para grandezas contínuas e vice-versa.

3.2.1 Tipos de Conversores

Os circuitos conversores de potência podem ser de vários tipos, dependendo da aplicação a que se destinam e também do tipo de grandeza que apresentam à entrada e à saída do circuito. Quanto ao tipo de operação, é possível distinguir os seguintes tipos de configuração para os conversores electrónicos de potência:

- Conversores AC-DC (Rectificadores).
- Conversores DC-AC (Inversores).
- Conversores AC-AC.
- Conversores DC-DC.

Cada um destes tipos de conversores é composto por elementos electrónicos tais como, resistores, condensadores, indutores e dispositivos semicondutores (diodos, tirístores e transístores).

Conversor AC-DC

Um conversor AC-DC, também conhecido como rectificador, é um circuito que transforma grandezas alternadas em grandezas contínuas, com ajustamento de corrente ou tensão. Dentro

deste tipo de conversor existem diversas topologias que podem ser encontradas na literatura, tais como, rectificadores de meia onda e rectificadores de onda completa. Cada uma destas topologias apresenta características de funcionamento diferentes, em função do tipo de dispositivos condutores que a compõem (transístores, tirístores, díodos, etc.). Os rectificadores baseados em díodos são chamados de circuitos não controlados, enquanto os que apresentam tirístores ou transístores na sua construção são chamados de rectificadores controlados, pois têm capacidade de afectar o valor de saída do circuito.

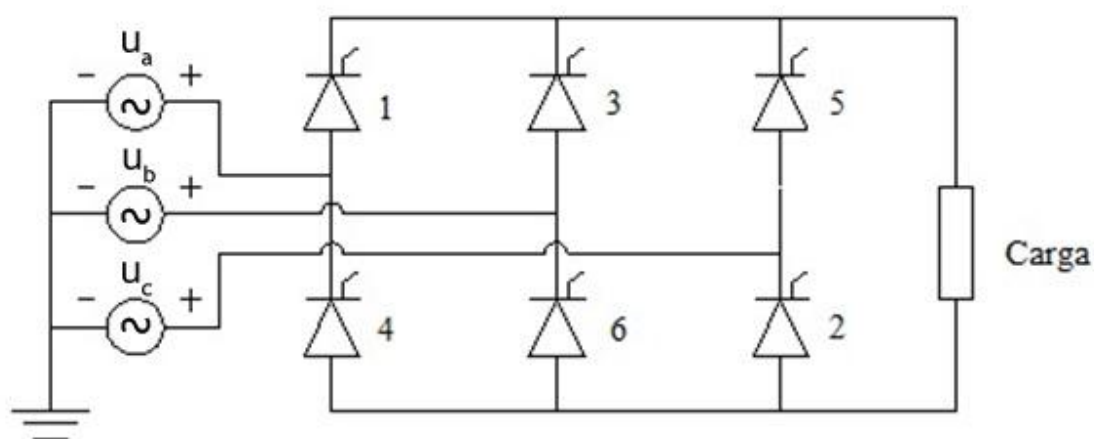


Figura 3.5 - Circuito rectificador trifásico em ponte (onda completa) [48].

Os circuitos rectificadores podem diferir na sua configuração, em ponte ou de ponto médio, na forma de onda apresentada à saída, meia onda ou onda completa, e ainda no tipo de aplicação a que se destinam monofásico ou trifásico. Na Figura 3.5 mostra-se um circuito rectificador trifásico em ponte, controlado, de onda completa. A utilização de cada uma das configurações possíveis depende do tipo de aplicação que vai ser dada ao rectificador. As diferentes montagens podem ainda ser diferenciadas entre si pela forma e oscilação (*ripple*) da onda de saída e rendimento. A potência pode variar desde miliwatt, em aplicações monofásicas, até megawatt, normalmente em configurações trifásicas.

Conversor DC-AC

O processo de converter uma grandeza DC para AC é chamado de inversão. Um circuito inversor converte uma tensão contínua em alternada, com frequência e amplitude controláveis. A frequência do sinal de saída pode ser ajustada através da frequência de comutação dos dispositivos do conversor (tiristor, transístor) [49].

Existem diferentes classes de inversores: Monofásicos, trifásicos, comandados por tensão (VSI⁶) ou corrente (CSI⁷). A utilização de inversores monofásicos ou trifásicos tem essencialmente a ver com o nível de potência da aplicação a que se destinam. No caso de instalações de potência elevada (várias centenas de watt) é comum o uso de inversores trifásicos [47].

Um inversor comandado por tensão permite obter uma tensão à saída com a amplitude, frequência ou fase desejáveis. Este sinal de tensão pode ser visto pelos circuitos a jusante como uma fonte de tensão.

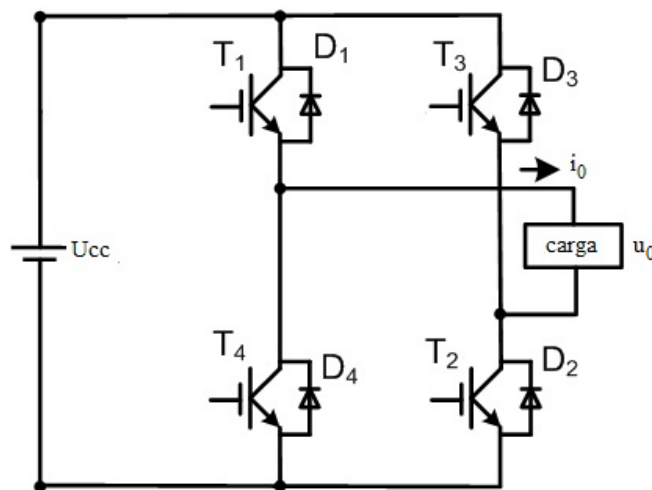


Figura 3.6 - Inversor comandado por tensão [49].

A Figura 3.6 mostra um inversor comandado por tensão, com uma característica importante: a bidireccionalidade. Este facto é possível através do uso de dispositivos totalmente controláveis (transístores, GTO, MCT) e díodos que possibilitam a passagem de corrente no ramo, em sentido contrário ao dispositivo semiconductor. Estes díodos são chamados de díodos de roda livre.

Os VSI são os inversores utilizados de forma mais comum, apesar disso, muitas vezes, utilizam-se CSI. Este tipo de inversor impõe uma corrente à saída com as características desejadas de amplitude, fase e frequência. O sinal de tensão na saída do inversor é moldado de acordo com a queda de tensão na carga, causada pela corrente, ao contrário do que acontece num VSI (Figura 3.7).

⁶ Voltage Source Inverter

⁷ Current Source Inverter

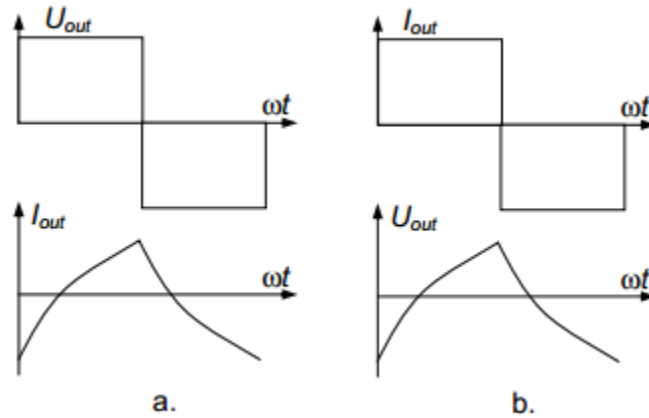


Figura 3.7 – a) Sinais de saída de um VSI; b) Sinais de saída de um CSI [49].

Associado a estes inversores existe sempre uma estratégia de controlo. É necessário enviar para os dispositivos controláveis os sinais de comando, por forma a obter na saída um sinal que se aproxime de uma onda sinusoidal, nas suas características principais. Estas estratégias de controlo, podem ou não estar associadas a técnicas de modulação, com se verá nas secções 3.2.3 e 3.3.

Conversor AC-AC

Um conversor deste tipo recebe um sinal AC à entrada, e coloca à saída também um sinal AC mas com uma tensão que pode ser diferente em frequência, fase ou mesmo na sua forma. Dentro desta gama de conversores identificam-se vários tipos:

- Regulador de tensão. (*voltage regulator*).
- Conversor de frequência directo (*direct frequency converter*).
- Conversor de frequência com barramento DC (*DC link frequency converter*).

Um regulador de tensão, Figura 3.8, é o circuito mais simples dos conversores AC-AC. Estes circuitos controlam a tensão à saída, sem capacidade de alterar a frequência, e são bastante utilizados em sistemas de arranque suave em motores, podem ser monofásicos e trifásicos.

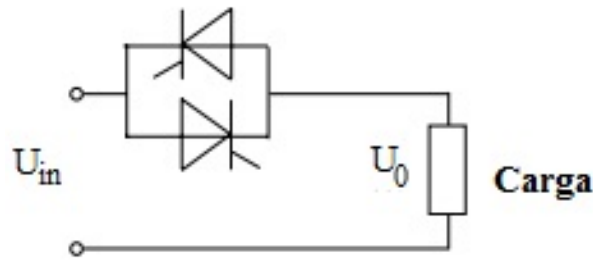


Figura 3.8 - Regulador de tensão monofásico [49].

Outro tipo de conversor AC-AC mais completo, quando comparado com o regulador simples, é o conversor directo de frequência. Este tipo de circuito altera o sinal AC à entrada, para um, à saída, com frequência diferente. Um das vantagens destes circuitos é o facto de não acumularem energia no circuito intermédio, no entanto apresentam como desvantagem uma frequência baixa do sinal de saída [49].

Finalmente apresentam-se os conversores com barramento DC. Este tipo de conversores é especialmente importante neste trabalho de dissertação, uma vez que o sistema de conversão de potência implementado baseia-se nesta topologia.

Os conversores AC-AC com barramento DC consistem num rectificador, controlado ou não, um inversor e um barramento de tensão contínua entre os dois circuitos citados, como está elucidado na Figura 3.9. Dependendo da topologia escolhida e dos dispositivos de comutação utilizados, estes circuitos podem transferir energia numa só direcção ou em ambas (bidireccional). Nas aplicações mais comuns, um circuito AC-AC com barramento DC está directamente ligado a uma rede através do rectificador. O conversor que se mostra na Figura 3.9 apenas permite fluxo de potência num dos sentidos, devido ao rectificador não controlado. A técnica de controlo desenvolvida neste trabalho utiliza um conversor electrónico de potência, que se baseia no apresentado a seguir, com a diferença para o circuito de rectificação, que também é controlado. Isto traz algumas vantagens para o controlo de geradores como se verifica adiante neste documento. Na secção 3.2.2 é feito um estudo mais detalhado deste conversor.

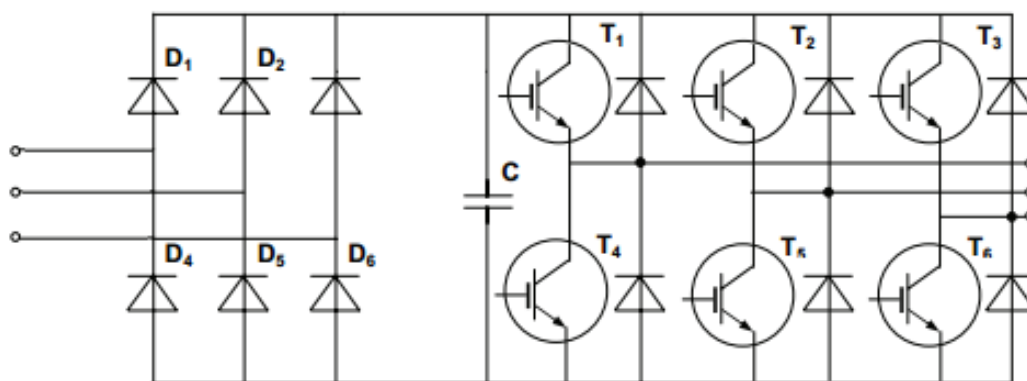


Figura 3.9 - Conversor AC-AC com barramento DC [49].

Conversor DC-DC

Os conversores DC-DC transformam o sinal de entrada DC, num sinal, também DC, com diferente amplitude. Em traços gerais, estes conversores podem ser do tipo linear ou de comutação. Um conversor linear regula o fluxo de corrente da entrada para a saída, mantendo um nível de tensão na carga constante, enquanto um conversor de comutação, regula o mesmo fluxo de corrente, mas fazendo cortes da tensão de entrada (*chopping*), controlando a corrente média [49]. Uma vez que este tipo de conversores não é relevante para o trabalho efectuado, não se mostram detalhes de funcionamento dos mesmos.

3.2.2 Conversor *Back-to-Back*

Foram mostrados, na secção 3.2.1, vários tipos de conversores electrónicos e as suas características. Nesta secção detalha-se o funcionamento do conversor utilizado no esquema de controlo, o conversor AC-AC com barramento DC⁸.

O conversor *back-to-back* consiste num rectificador controlado ligado à rede de energia e um inversor, também controlado, ligado ao gerador trifásico. Entre estes dois circuitos encontra-se um barramento DC composto por um condensador. A Figura 3.10 mostra o esquema do conversor.

⁸ Também conhecido como *back-to-back converter*

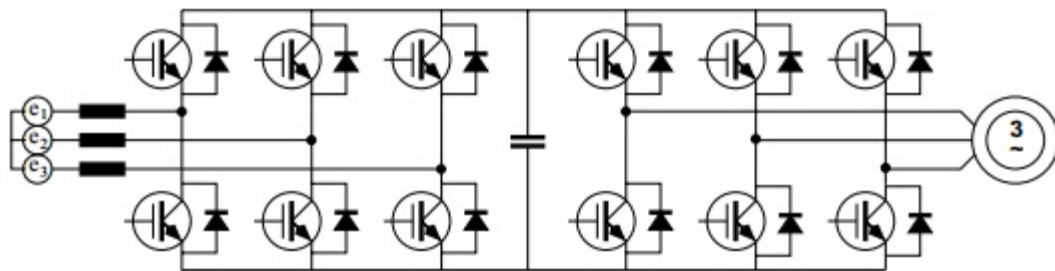


Figura 3.10 - Conversor *Back-to-Back* [50].

Um das características mais importantes deste tipo de conversor é o facto de permitir que o fluxo de potência se efectue em ambos os sentidos. No caso prático em estudo, uma MIDA, ligada à rede pelos terminais do rotor, através de um conversor deste tipo, necessita que as trocas de potência se façam em ambos os sentidos (da máquina para a rede e vice-versa). Um dos factores que levou à escolha deste conversor é a sua capacidade de controlar rapidamente o fluxo de potência, o que permite manter constante a tensão no barramento DC [50].

O conversor utilizado baseia-se numa topologia VSC (secção 3.2.1) com dois níveis. A Figura 3.11 mostra o esquema do conversor trifásico utilizado. Em comparação com a Figura 3.10, a principal diferença reside nos dispositivos de comutação. Para efeitos de modelação, considerou-se que estes dispositivos funcionam como interruptores ideais. Numa montagem real deste conversor encontram-se colocados díodos antiparalelos com os dispositivos de comutação controláveis (Figura 3.10), cuja função é permitir que a corrente circule em ambos os sentidos em cada ramo.

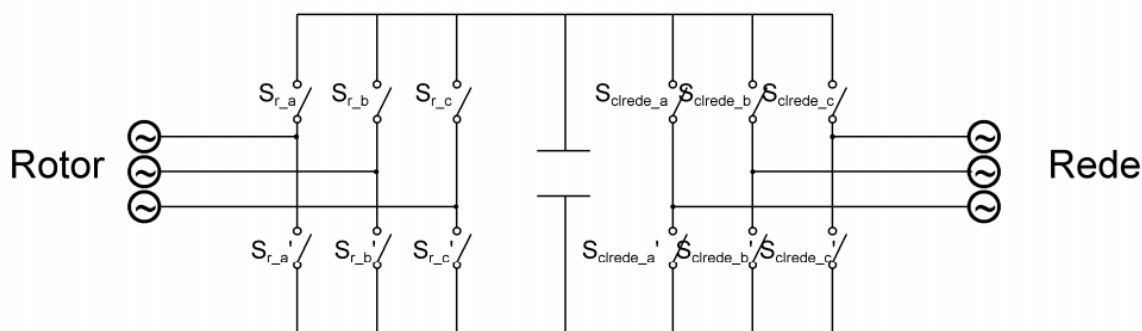


Figura 3.11 - Conversor com interruptores ideais.

Considerando os interruptores ideais os estados possíveis que estes podem apresentar são:

$$S_n = \begin{cases} 1, & \text{interruptor ligado} \\ 0, & \text{interruptor desligado} \end{cases}$$

Note-se que em condições ideais não é possível que, no mesmo braço do conversor, existam dois interruptores ligados em simultâneo.

Uma vez que, para efeitos de simulação, é necessário modelar o comportamento do conversor, mostra-se em seguida o modelo matemático do conversor.

Modelo Matemático

As características deste conversor permitem que a análise de um dos lados possa ser transportada para o outro lado. Assim sendo, encontra-se o modelo matemático para o conversor do lado da rede e transporta-se o mesmo para o lado do rotor, salientando as diferenças existentes.

Na Figura 3.12, que mostra o esquema equivalente da fase “a” do circuito conversor, é possível identificar três tensões diferentes, são elas: u_{0_a} , u_{n_a} e u_{n0} . O valor de u_{a0} refere-se à tensão referenciada para ponto zero do barramento DC e pode tomar dois valores: U_{DC} ou 0, é devido a isto que o conversor é chamado de dois níveis. Para efeitos de modelação é útil conhecer as tensões de saída referenciadas ao ponto neutro do circuito, u_{n_a} e a tensão entre o neutro e o ponto zero do barramento DC, u_{n0} .

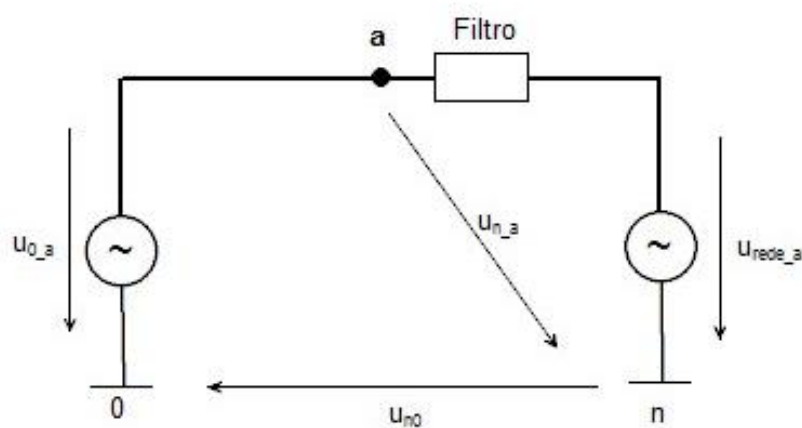


Figura 3.12 - Esquema equivalente do conversor (1 fase).

Através da figura 3.12 podemos chegar à seguinte expressão:

$$\begin{cases} u_{n_a} = u_{0_a} - u_{n0} \\ u_{n_b} = u_{0_b} - u_{n0} \\ u_{n_c} = u_{0_c} - u_{n0} \end{cases} \quad (3.19)$$

Num sistema trifásico equilibrado temos:

$$u_{n_a} + u_{n_b} + u_{n_c} = 0 \quad (3.20)$$

Substituindo a equação 3.19 na equação 3.20 temos:

$$u_{n0} = \frac{1}{3}(u_{0_a} + u_{0_b} + u_{0_c}) \quad (3.21)$$

A tensão entre cada fase e o ponto neutro pode ser obtida substituindo a equação 3.21 na equação 3.19.

$$u_{n_a} = \frac{2}{3}u_{0_a} - \frac{1}{3}(u_{0_b} + u_{0_c}) \quad (3.22)$$

$$u_{n_b} = \frac{2}{3}u_{0_b} - \frac{1}{3}(u_{0_a} + u_{0_c}) \quad (3.23)$$

$$u_{n_c} = \frac{2}{3}u_{0_c} - \frac{1}{3}(u_{0_b} + u_{0_a}) \quad (3.24)$$

É possível exprimir as equações anteriores em função da tensão na ligação DC e os disparos dos interruptores considerando que a tensão referenciada ao ponto zero do barramento é dada por:

$$u_{0_j} = U_{DC}S_{g_j}, \text{ com } j = a, b, c \quad (3.25)$$

Substituindo, para cada fase a expressão 3.25 nas expressões 3.22 a 3.24, vem então:

$$u_{n_a} = \frac{U_{DC}}{3}(2S_{g_a} - S_{g_b} - S_{g_c}) \quad (3.26)$$

$$u_{n_b} = \frac{U_{DC}}{3}(2S_{g_b} - S_{g_a} - S_{g_c}) \quad (3.27)$$

$$u_{n_c} = \frac{U_{DC}}{3}(2S_{g_c} - S_{g_a} - S_{g_b}) \quad (3.28)$$

Com este tipo de conversor é possível obter 8 combinações diferentes para os estados permitidos dos interruptores, esses estados estão representados na Tabela 3.2.

Vector	S_a	S_b	S_c	U_{n_a}	U_{n_b}	U_{n_c}
U_0	0	0	0	0	0	0
U_1	1	0	0	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$
U_2	1	1	0	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$
U_3	0	1	0	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$
U_4	0	1	1	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$
U_5	0	0	1	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{1}{3}U_{DC}$	$\frac{2}{3}U_{DC}$
U_6	1	0	1	$\frac{1}{3}U_{DC}$	$-\frac{2}{3}U_{DC}$	$\frac{1}{3}U_{DC}$
U_7	1	1	1	0	0	0

Tabela 3.2- Estados possíveis dos interruptores e respectivos valores.

A Figura 3.13 mostra as 8 combinações possíveis para os vectores espaciais da tensão de saída do conversor.

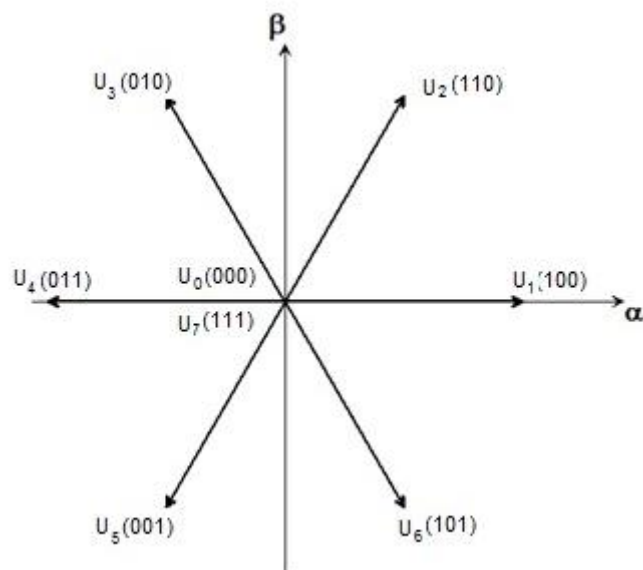


Figura 3.13- Combinação de 8 vectores espaciais possíveis.

Uma vez que o conversor permite um fluxo de potência em ambos os sentidos indiferenciadamente, o modelo matemático obtido é válido tanto para o lado da rede como para o lado do rotor. Normalmente o conversor não é ligado directamente através dos seus terminais, nem à rede nem ao rotor, assim sendo uma solução comum é utilizar um filtro. Seguidamente são mostrados os filtros mais utilizados.

Filtro do lado da rede

Na ligação entre o conversor e a rede a utilização de filtros de corrente tem como objectivo eliminar as harmónicas de alta frequência. Para cumprir com esse requisito são utilizados filtros passa-baixo. Estes filtros são compostos por elementos passivos (resistores, indutores e condensadores) e podem ser divididos em dois tipos de circuitos: indutivos e capacitivos.

A solução escolhida para o sistema implementado utiliza um filtro indutivo como se mostra na Figura 3.14.

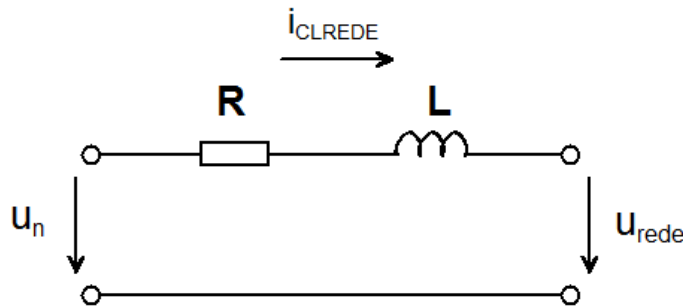


Figura 3.14 - Filtro passa-baixo do lado da rede.

O circuito mostrado é o mais simples possível, apenas tem uma bobina cuja impedância tende a aumentar tanto mais quanto maior for a frequência do sinal, o que impede as harmónicas de alta frequência de chegar à carga. A introdução de uma resistência em série tem como objectivo representar o comportamento resistivo do filtro e normalmente pode ser desprezada. As equações eléctricas do filtro, por fase, podem ser facilmente retiradas a partir da Figura 3.14.

$$\begin{cases} u_{na} = Ri_{clrede_a} + L \frac{di_{clrede_a}}{dt} + u_{rede_a} \\ u_{nb} = Ri_{clrede_b} + L \frac{di_{clrede_b}}{dt} + u_{rede_b} \\ u_{nc} = Ri_{clrede_c} + L \frac{di_{clrede_c}}{dt} + u_{rede_c} \end{cases} \quad (3.29)$$

Como as tensões u_n são dadas pelas expressões 3.26 a 3.28 e a tensão da rede é fixa, a corrente que circula no filtro pode ser calculada a partir da expressão 3.30.

$$\begin{cases} \frac{di_{clrede_a}}{dt} = \frac{1}{L}(u_{n_b} - Ri_{clrede_a} - u_{rede_a}) \\ \frac{di_{clrede_b}}{dt} = \frac{1}{L}(u_{n_b} - Ri_{clrede_b} - u_{rede_b}) \\ \frac{di_{clrede_c}}{dt} = \frac{1}{L}(u_{n_c} - Ri_{clrede_c} - u_{rede_c}) \end{cases} \quad (3.30)$$

A tensão da rede é aqui definida como u_{rede} , mas devido à ligação do gerador à rede pelos terminais do estator, ao longo do documento esta tensão é também representada por u_e .

Filtro do lado do rotor

Entre os terminais do rotor e o conversor é utilizado um filtro que tem como objectivo proteger a máquina de efeitos nocivos tais como correntes de fuga capacitivas, correntes de fuga pelos enrolamentos e *stress* acumulado no isolamento do gerador [7]. São geralmente conhecidos como filtros dv/dt e pretende-se que estes possam eliminar os efeitos negativos de variações na tensão aos terminais do rotor. Estas variações de tensão estão relacionadas com três factores principais: as características do cabo que liga o conversor à máquina, os parâmetros da própria máquina e a tensão aplicada aos terminais do rotor. Por forma a decidir que tipo de filtro deve ser usado, é necessário tem em conta todos os factores expostos atrás.

A solução mais simples utiliza uma resistência em paralelo com uma bobina à saída do conversor, tal como mostrado na Figura 3.15. Em alternativa pode-se representar o efeito das perdas por efeito de Joule aumentando o valor da indutância, prescindindo assim do uso de uma resistência.

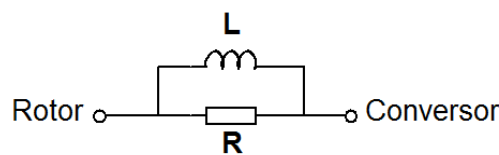


Figura 3.15 - Filtro dv/dt à saída do conversor.

Muitas vezes, é necessário incluir nos modelos de simulação as perdas relativas aos cabos que ligam o conversor ao gerador [51]. Nesse caso podem ser utilizados filtros RC ou RLC como se mostra na Figura 3.16.

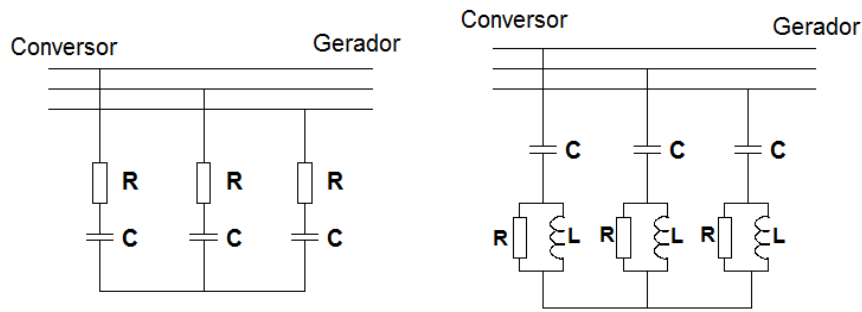


Figura 3.16 - Filtros RC e RLC.

Estes filtros, colocados à saída dos terminais do gerador, não conseguem atenuar os picos de tensão tão eficazmente como um filtro aos terminais do conversor, pois não actuam sobre o tempo de subida da onda de tensão, apenas afectam o valor da tensão no barramento DC [51]. Este factor leva a que sejam frequentemente utilizados filtros como aquele mostrado na Figura 3.17.

Barramento DC

A parte DC do conversor *back-to-back* é normalmente chamado de barramento DC e é composto por um condensador, ou vários, que armazena energia e tenta manter a tensão constante. É a ligação entre o conversor do lado da rede e do lado do rotor e está mostrado na Figura 3.18.

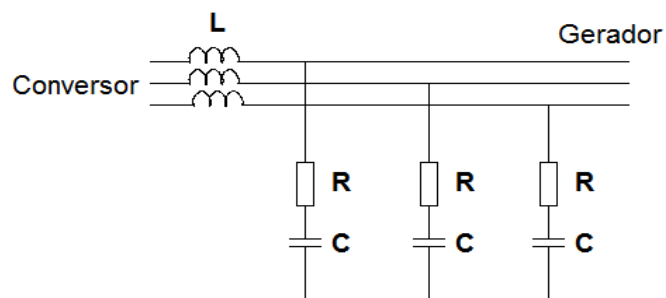


Figura 3.17 - Filtro RLC à saída do conversor.

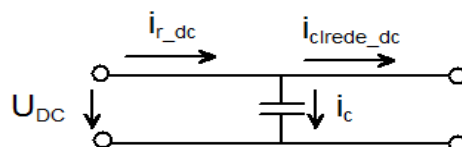


Figura 3.18 - Barramento DC do conversor *back-to-back*.

Para chegar a um modelo para o barramento DC é necessário conhecer a tensão contínua aplicada ao condensador. Esta tensão depende da corrente através da seguinte relação matemática:

$$u_{DC} = \frac{1}{C_{DC}} \int_0^t i_c(\tau) d\tau \quad (3.31)$$

A corrente que passa no condensador pode ser calculada aplicando a lei dos nós ao circuito da Figura 3.18.

$$i_c = i_{r_dc} - i_{clrede_dc} \quad (3.32)$$

i_{r_dc} é a corrente que flui entre o rotor e o barramento e i_{clrede_dc} é a corrente que flui entre a rede e o barramento. Estas correntes dependem dos sinais de disparo dos interruptores do conversor e das correntes AC, como mostram as equações 3.33 e 3.34.

$$i_{r_dc} = S_{r_a} i_{r_a} + S_{r_b} i_{r_b} + S_{r_c} i_{r_c} \quad (3.33)$$

$$i_{clrede_dc} = S_{clrede_a} i_{clrede_a} + S_{clrede_b} i_{clrede_b} + S_{clrede_c} i_{clrede_c} \quad (3.34)$$

3.2.3 Técnicas de comando

Como foi visto na secção anterior, muitos dos conversores electrónicos têm dispositivos controláveis na sua configuração. A maioria das aplicações que utilizam estes conversores recorrem a técnicas de modulação de maneira a afectar o sinal de saída com as características desejadas.

O sistema de controlo aplicado ao GIDA, estudado nesta dissertação utiliza uma técnica que dispensa este tipo de modulação como vai ser visto no capítulo 4. Ainda assim são aqui mostrados os princípios básicos de dois tipos de modulação, por serem bastante frequentes no controlo aplicado a geradores eólicos: modulação por largura de pulso (PWM) e modulação por vectores espaciais (SVM).

Modulação por largura de pulso (PWM)

A modulação por largura de pulso (PWM) consiste na utilização de uma onda, normalmente triangular ou quadrada, chamada onda modulante. Esta onda modulante u_m é comparada com um sinal de referência u_{ref} e o resultado é a onda de saída (impulsos) que são enviados para os

dispositivos de comutação do conversor [52]. A Figura 3.19 mostra o método de modulação por largura de pulso.

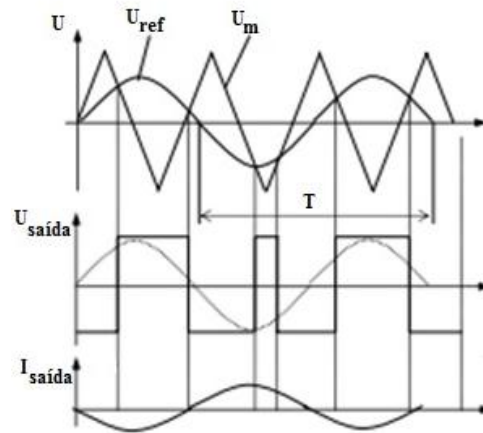


Figura 3.19 - Modulação por largura de pulso [49].

A onda de saída é criada a partir da seguinte lei:

$$\begin{cases} u_{saída} = 1, u_{ref} > u_m \\ u_{saída} = 0 \text{ caso contrário} \end{cases}$$

Idealmente pretende-se utilizar uma frequência de comutação elevada, na ordem dos kHz. Isto faz-se controlando o ciclo de trabalho (*duty cycle*) da onda modulante. Uma frequência elevada leva a uma potência transmitida à carga com perdas reduzidas. Quando o interruptor está aberto este apresenta uma corrente próxima de zero, e quando este se encontra fechado a sua tensão também pode ser considerada zero. Em funcionamento sem falhas, a potência dissipada no conversor pode ser desprezada.

Esta técnica de modulação é a mais comum, existem no entanto outras técnicas que se baseiam nesta. Uma das mais utilizadas é a PWM com injeção da terceira harmónica e pode ser encontrada na bibliografia em [7, 53, 54].

Modulação por vector espacial (SVM)

A modulação por vector espacial gera a tensão AC à saída baseada na representação em vectores de estado. No caso de aplicação do conversor *back-to-back* visto na secção anterior, existem 8 combinações diferentes de vectores que podem ser aplicados ao conversor (Figura 3.13). Representando a tensão trifásica de saída no mesmo plano da Figura 3.13, como um vector

espacial com uma trajectória rotativa, a tensão pretendida pode ser obtida seleccionando os 2 vectores, não nulos, mais próximos do vector de referência, mais um dos vectores de zero (V_0 e V_7). Assim sendo, são escolhidos 3 vectores em cada intervalo de amostragem. O valor de tensão à saída é obtido como uma espécie de média ponderada, com recurso ao tempo de amostragem, ângulo do vector de referência e tempo de injeção de cada vector [7].

3.3 MÉTODOS DE CONTROLO

Nas secções 3.1 e 3.2 foram mostrados os fundamentos teóricos que permitem modelar o comportamento de uma MIDA e do conversor electrónico de potência. Em geral uma estratégia de controlo depende não só das especificações para o sistema (p.ex turbinas eólicas), como também, do tipo de máquina e essencialmente, do tipo de conversor utilizado. Já foi visto anteriormente que o conversor electrónico de potência utilizado é do tipo VSC de dois níveis, assim sendo, o foco de interesse recai sobre métodos de controlo adaptados a este sistema de conversão.

Os métodos de controlo podem ser escalares ou vectoriais. Este trabalho apenas foca os aspectos mais relevantes do controlo vectorial. Dentro das estratégias de controlo vectorial podem-se identificar 2 grupos: controlo indirecto e controlo directo [38]. O controlo indirecto caracteriza-se pela utilização de técnicas de modulação, como por exemplo PWM ou SVM, que calculam os disparos a fornecer ao conversor. As técnicas de controlo directo estabelecem uma relação entre a variável controlada e os sinais de disparo dos dispositivos comandados dos conversores.

3.3.1 Controlo Indirecto

Foi visto no capítulo 2 que uma das primeiras técnicas de controlo utilizadas num GIDA, ainda hoje talvez a mais popular, é o controlo vectorial com orientação.

O controlo vectorial orientado tem como objectivo controlar a corrente do rotor, levando a máquina para os desejados níveis de potência. Isso é feito utilizando uma transformação de coordenadas dessas correntes para um referencial síncrono dq (anexo A). Os métodos mais comuns alinham esse referencial com o fluxo da rede (ou tensão da rede) ou com o fluxo do estator. Se o referencial for orientado segundo o fluxo do estator, então é possível controlar independentemente as potências activa e reactiva, através das componentes dq da corrente do rotor [7]. A diferença para um controlo orientado pelo fluxo da rede é que neste último a estabilidade do sistema é independente da corrente do rotor. Isto leva a que seja possível magnetizar completamente a máquina a partir do circuito do rotor. O sistema orientado pelo fluxo da rede permite também produzir mais energia reactiva sem que o sistema fique instável [16].

Mais recentemente têm sido popularizadas técnicas que utilizam o conceito de fluxo virtual. É assumido que tanto a rede (à qual a máquina está ligada) como o filtro que liga a rede ao conversor se comportam como um motor AC. Ou seja, admite-se que as resistências e indutâncias do filtro são equivalentes a um motor e por isso a fase da tensão de saída do conversor pode ser visto como um fluxo virtual fictício [38].

As técnicas de controlo indirecto apresentam bons comportamentos em regimes transitórios e em regime estático e têm uma vantagem importante em relação ao controlo directo clássico, que é a sua frequência constante de comutação dos interruptores. Este facto possibilita a conjugação com técnicas de modulação. A principal desvantagem é o facto de a razão entre a frequência de comutação e a frequência natural do circuito tem que ser suficientemente grande para que o VSC possa ser considerado como ideal [38].

3.3.2 Controlo Directo

O controlo directo baseia-se no cálculo, em cada intervalo de amostragem, dos vectores de tensão a aplicar ao conversor, através dos sinais de disparo dos dispositivos comandados. Este cálculo é feito no sentido de levar o sistema para os valores de referência dados pela estratégia de controlo. Uma vez que os sinais de comando são a saída do sistema de controlo, não são necessárias quaisquer técnicas de modulação.

As principais características de um controlo directo são:

- Rápida resposta dinâmica a alterações do sinal de referência.
- Dispensa malhas internas de controlo de corrente.
- Robustez a incertezas associadas ao modelo da máquina.
- Fácil implementação.
- Frequência de comutação variável.

Este último aspecto é uma das desvantagens da utilização de um controlo directo, comparado por exemplo com o controlo orientado por campo. A introdução de uma frequência variável na comutação dos dispositivos condutores do conversor, leva, muitas vezes, a problemas que afectam as variáveis do gerador tais como correntes, binários e fluxos. Existem métodos que resolvem este problema, nomeadamente o controlo directo preditivo [38, 39, 7, 40].

O controlo directo engloba dois esquemas principais: Controlo Directo de Binário (CDB) e Controlo Directo de Potência (CDP). Ambas as técnicas partilham os mesmos fundamentos, diferem entre si nas variáveis controladas. As variáveis de controlo do CDB são o binário electromagnético e a amplitude do fluxo do rotor, enquanto no CDP se controlam as potências.

O CDB é referenciado neste trabalho por ser a base do controlo directo e servir de apoio para o estudo mais detalhado do CDP, mostrado no próximo capítulo.

4 Controlo Directo de Potência

Na secção 3.3 fez-se uma breve introdução aos métodos de controlo mais utilizados nas máquinas assíncronas para aplicação em turbinas eólicas. Neste capítulo aborda-se o CDP de uma forma mais detalhada.

Começa-se por introduzir historicamente o CDP. Em seguida mostram-se as suas características principais e os objectivos deste tipo de abordagem. Nos subcapítulos seguintes a estratégia de controlo é dividida em dois módulos principais: controlo do conversor do lado do rotor e controlo do conversor do lado da rede. Inicialmente são abordados os princípios de controlo e mostram-se as bases teóricas que suportam a utilização do CDP, finalmente analisam-se todos os blocos que compõe o sistema de controlo, de forma detalhada.

4.1 INTRODUÇÃO

O CDP é uma técnica de controlo que utiliza como variáveis a controlar as potências activa e reactiva relativas à ligação da máquina com a rede, quer directamente como indirectamente através do conversor electrónico de potência. Os valores de referência que estas variáveis vão assumir têm normalmente origem numa estratégia de controlo global das turbinas eólicas que tem como objectivo maximizar o fluxo de potência entre o gerador e a rede de distribuição de energia eléctrica. Estas estratégias de controlo incorporam inúmeros factores, tais como a velocidade do vento e aspectos relacionados com a própria turbina que não são alvo de estudo nesta dissertação. Interessa portanto o esquema de controlo em si e o seu funcionamento para os valores de referência dados.

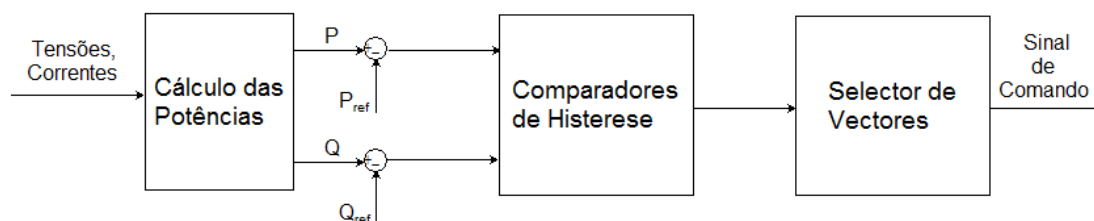


Figura 4.1 - Arquitectura de alto nível.

O CDP, como se mostra na Figura 4.1, baseia-se na comparação, por histerese, dos valores de referência para as potências e o seu valor real. O resultado desta comparação permite saber, em cada instante, se é necessário actuar de forma a aumentar ou diminuir a potência. Conhecendo a relação entre as potências e a tensão/corrente do rotor, é possível levar o gerador para o estado pretendido através da injeção de corrente nos terminais do rotor. Utilizando um conjunto de tabelas pré-definidas, são obtidos os disparos a fornecer aos dispositivos de comutação do conversor electrónico de potência [33]. Na prática significa que esta técnica não requer nenhum esquema de modulação, como os vistos na secção 3.2.3, uma vez que os disparos são dados directamente pelo esquema de controlo. Este facto pode, em muitos casos, introduzir problemas relacionados com frequências de comutação variáveis, nos dispositivos condutores. A resolução destes problemas não é tratada neste estudo.

As secções seguintes mostram, em detalhe, os conceitos teóricos do CDP, aplicado a ambos os lados do conversor: do rotor e da rede.

4.2 CONTROLO DO CONVERSOR DO LADO DO ROTOR

O módulo de controlo do lado do rotor tem como objectivo principal regular o fluxo de potência da ligação entre o estator da máquina e a rede. As variáveis a controlar são as potências activa (P_e) e reactiva (Q_e) do estator. Através da comparação destas variáveis com o sinal de referência, o módulo de controlo calcula os sinais de disparo (S_a , S_b e S_c) dos dispositivos semicondutores do conversor.

4.2.1 Princípio de Controlo

O objectivo é controlar as potências activa e reactiva do estator da máquina e a estratégia de controlo apenas permite actuar no conversor, nomeadamente nos disparos dos dispositivos semicondutores. O conversor encontra-se ligado ao rotor da máquina e injecta corrente nos seus enrolamentos, neste caso o conversor é controlado por tensão, o que implica encontrar uma relação matemática que relacione a tensão aos terminais do rotor da máquina e as potências no estator.

As potências activa e reactiva são dadas por:

$$\begin{cases} P_e = \text{Re}\{\vec{u}_e \cdot \vec{i}_e^*\} \\ Q_e = \text{Im}\{\vec{u}_e \cdot \vec{i}_e^*\} \end{cases} \quad (4.1)$$

Através do estudo da MIDA realizado em [7], substituindo as equações da máquina em 4.1, obtém-se a expressão 4.2. Os vectores de fluxo do rotor e do estator utilizados apresentam-se no referencial DQ do rotor (anexo A).

$$\begin{cases} P_e = \frac{M_{er}}{\sigma l_e l_r} \omega_e |\vec{\psi}_e| |\vec{\psi}_r| \sin \delta \\ Q_e = \frac{\omega_e}{\sigma l_e} |\vec{\psi}_e| \left[\frac{M_{er}}{l_r} |\vec{\psi}_e| - |\vec{\psi}_r| \cos \delta \right] \end{cases} \quad (4.2)$$

Uma vez que o gerador está directamente ligado à rede o fluxo do estator e a frequência angular do estator são constantes. Os coeficientes de indução próprios e mútuo também são constantes e, portanto, a equação 4.2 mostra que o valor das potências está directamente relacionado com o ângulo δ entre os vectores de fluxo. Assim sendo, a potência activa varia com $\sin \delta$ e a potência reactiva com $\cos \delta$, como descrito na equação 4.3.

$$\begin{cases} P_e = K_1 |\vec{\psi}_r| \sin \delta \\ Q_e = K_2 [K_3 - |\vec{\psi}_r| \cos \delta] \end{cases} \quad (4.3)$$

Em que:

$$\begin{cases} K_1 = \frac{M_{er}}{\sigma l_e l_r} \omega_e |\vec{\psi}_e| \\ K_2 = \frac{\omega_e}{\sigma l_e} |\vec{\psi}_e| \\ K_3 = \frac{M_{er}}{l_r} |\vec{\psi}_e| \end{cases} \quad (4.4)$$

É importante lembrar que a MIDA está directamente ligada à rede, pelos terminais do estator, pelo que se considera que a tensão do estator é fixa, o que leva a um agrupamento de termos constantes na equação 4.3.

A Figura 4.2 mostra os vectores de fluxo, representados no referencial DQ (anexo A), o ângulo entre eles, as velocidades relativas do referencial e dos próprios vectores.

A relação entre as potências e o ângulo entre os vectores fluxo ainda não é suficiente para calcular os vectores a aplicar ao conversor. Para completar a análise é necessário conhecer em cada instante a posição dos vectores de fluxo, num referencial conhecido, e ainda saber qual o efeito de alterar o ângulo δ em cada uma das posições possíveis.

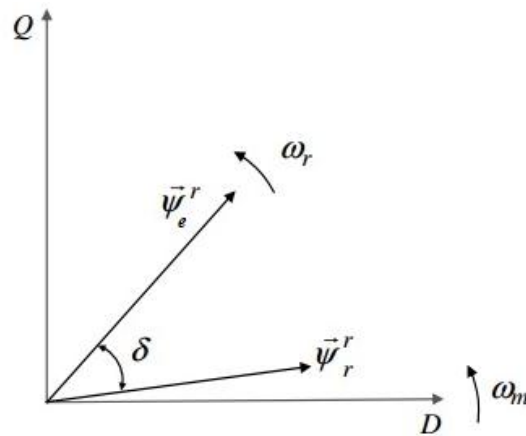


Figura 4.2 - Representação dos vectores espaciais de fluxo do estator e rotor [7].

Torna-se necessário saber de que forma é que a injeção de vectores de tensão no rotor influencia os vectores de fluxo, a distância entre eles, e consequentemente a potência activa e a potência reactiva do estator.

Para analisar a influência sobre os vectores de fluxo divide-se o referencial utilizado em sectores. A maioria dos autores utiliza uma divisão em 6 sectores [7, 55, 33]. Considerando o conversor de dois níveis utilizado, existem 8 vectores de tensão possíveis de serem aplicados ao rotor (Tabela 3.2). A Figura 4.3 mostra os 6 sectores escolhidos e os vectores de tensão possíveis.

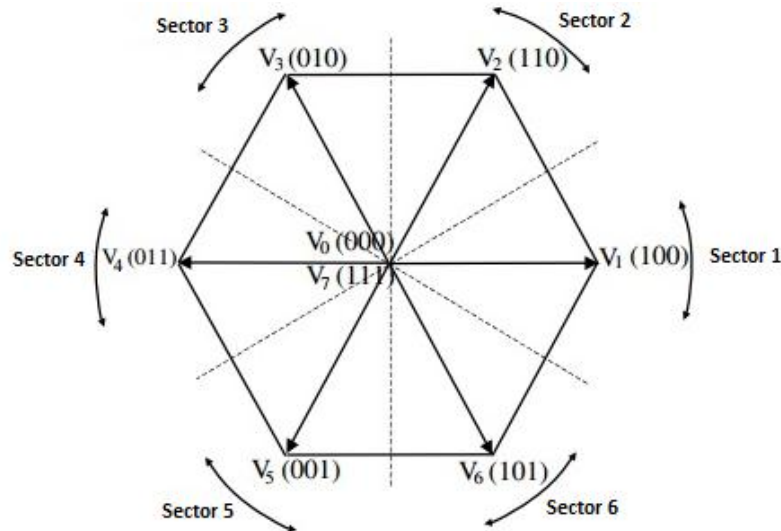


Figura 4.3 - Tensões do conversor e sectores associados [7].

$$\overrightarrow{u_r^r} = R_r \overrightarrow{l_r^r} + \frac{d\overrightarrow{\psi_r^r}}{dt} \quad (4.5)$$

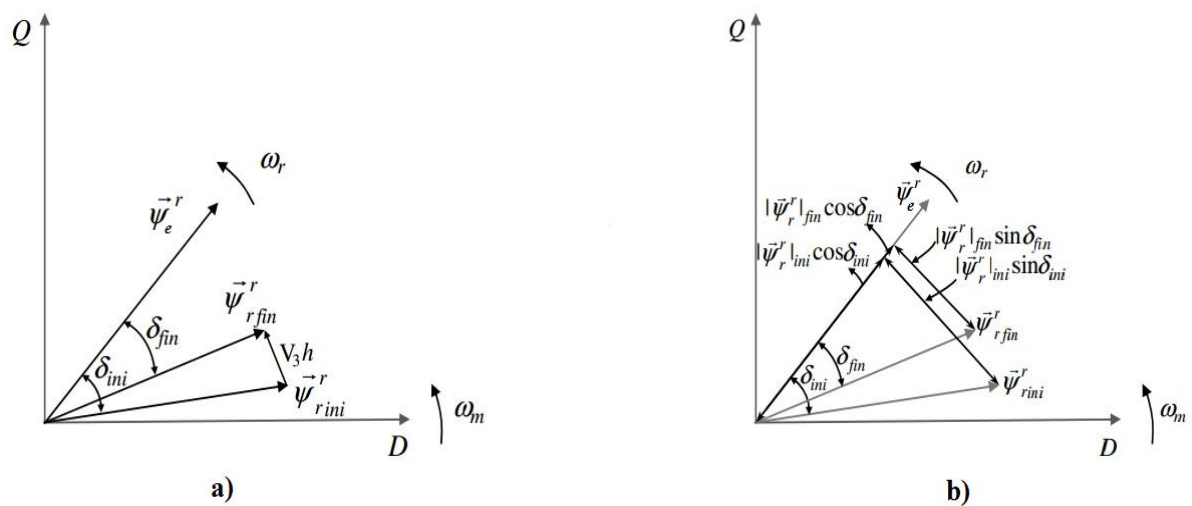


Figura 4.4 - Exemplo de aplicação de um vector de tensão [7].

4.2.2 Diagrama de Controlo

O diagrama do bloco de controlo está mostrado na Figura 4.5 e pode ser dividido em 4 módulos principais:

- 1 Estimação
- 2 Comparadores de Histerese
- 3 Escolha de Vector
- 4 Gerador de Impulsos

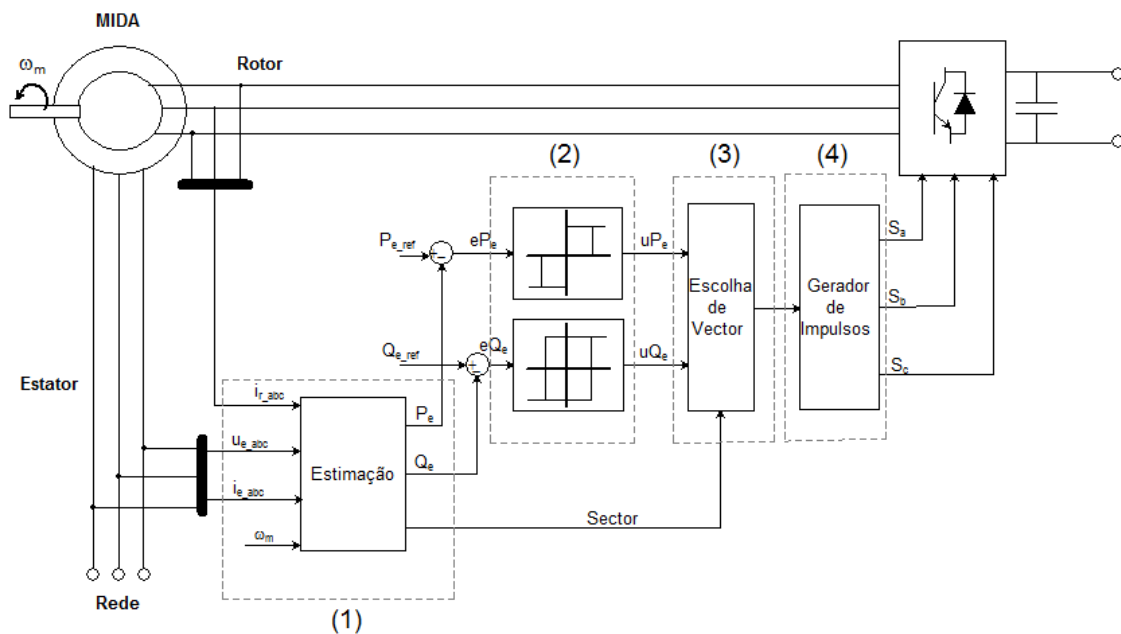


Figura 4.5 - Esquema de controlo do conversor do lado do rotor (CLR)

De seguida é feita a análise a cada bloco individualmente.

Estimação

O bloco de estimação, representado na Figura 4.6, tem como função, calcular o valor instantâneo das potências no estator do gerador, e ao mesmo tempo fornecer o valor estimado para a posição do vector de fluxo do rotor.

O cálculo das potências pode ser feito directamente a partir dos valores conhecidos de tensão e corrente do estator, no referencial fixo $\alpha\beta$ (Anexo A), a partir das expressões 4.6 e 4.7.

$$P_e = u_{\alpha e} i_{\alpha e} + u_{\beta e} i_{\beta e} \quad (4.6)$$

$$Q_e = u_{\beta e} i_{\alpha e} - u_{\alpha e} i_{\beta e} \quad (4.7)$$

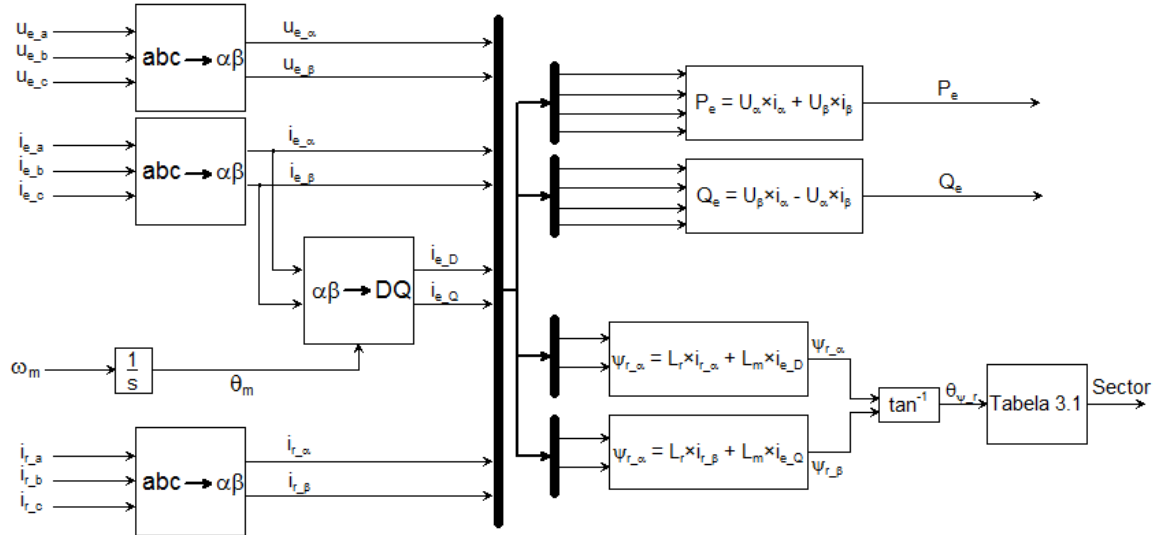


Figura 4.6 - Bloco de estimação.

Existem vários métodos de estimação das componentes $\alpha\beta$ do fluxo do rotor. O método escolhido utiliza a posição angular do rotor, ω_m , obtida a partir da velocidade angular mecânica, e as seguintes equações:

$$\Psi_{\alpha r} = L_r i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha e} \quad (4.8)$$

$$\Psi_{\beta r} = L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta e} \quad (4.9)$$

Com as componentes $\alpha\beta$ do fluxo do rotor a sua posição angular neste plano (Figura 4.7) pode ser facilmente calculada a partir da equação 4.10.

$$\theta_{\psi_r} = \tan^{-1}\left(\frac{\Psi_{\beta r}}{\Psi_{\alpha r}}\right) \quad (4.10)$$

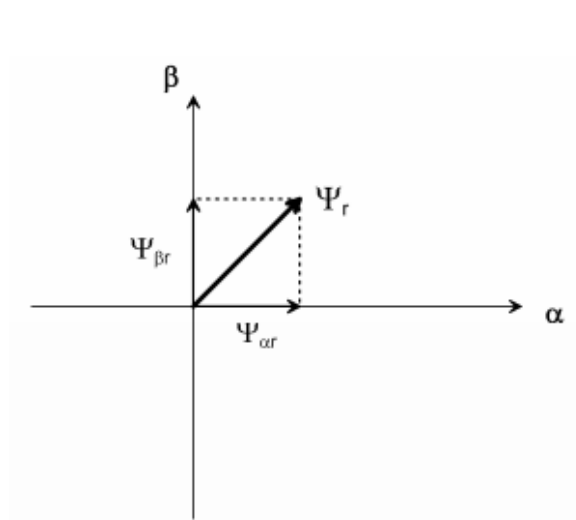


Figura 4.7 - Componentes $\alpha\beta$ do vector de fluxo do rotor.

Com a informação do ângulo do vector de fluxo do rotor, o cálculo do sector é dado recorrendo à Tabela 4.1.

$\theta_\psi(\text{graus})$	Sector
[330;30[1
[30;90[2
[90;150[3
[150;210[4
[210;270[5
[270;330[6

Tabela 4.1 - Sector do fluxo em função do seu ângulo.

Comparadores de Histerese

Os comparadores típicos mudam o seu estado quando o sinal de entrada atinge um determinado valor. Isto pode ser problemático num sinal que apresente pequenas alterações perto do valor definido como limite, já que leva a alterações muito rápidas no sinal de saída do comparador.

Um comparador de histerese apresenta um limite superior e um limite inferior, a diferença entre eles é denominada banda de histerese, entre o qual o sinal de entrada pode variar sem que exista alteração na saída do comparador. Estes comparadores podem ser de dois ou três níveis, como se mostra na Figura 4.8.

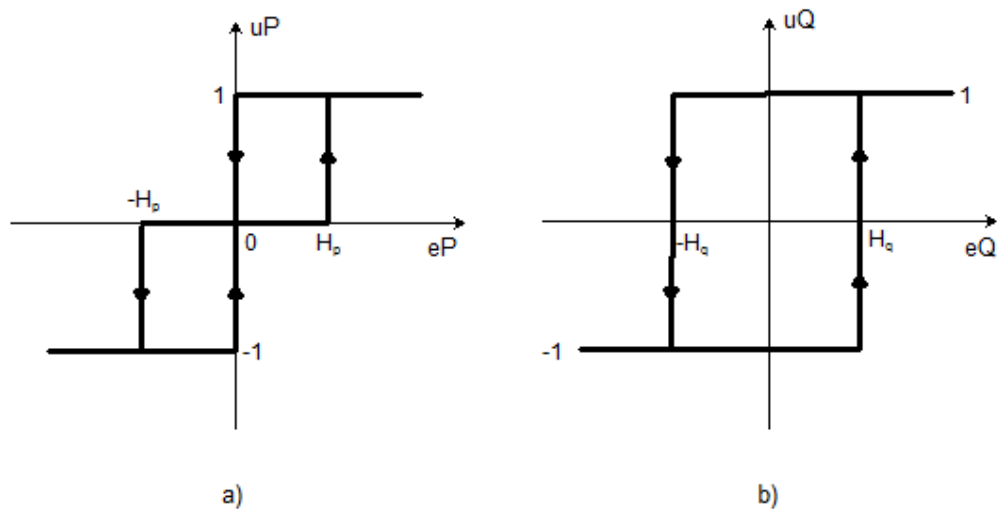


Figura 4.8 - Comparadores de histerese a) 3 níveis; b) 2 níveis

O controlo de potência do lado do rotor utiliza um comparador de histerese de 2 níveis para a potência reactiva, Q_e , e um comparador de 3 níveis para a potência activa, P_e .

Cada um destes comparadores recebe o erro entre o valor real instantâneo da potência e o sinal de referência, uP/uQ , e devolve um sinal de controlo, eP/eQ , que indica se a potência precisa aumentar ou diminuir. Os sinais de controlo possíveis estão mostrados na Tabela 4.2.

	P_e	Q_e
Aumentar	1	1
Manter	0	-
Diminuir	-1	-1

Tabela 4.2 - Sinais de controlo das potências

Escolha de Vector

Assim que os sinais de controlo estão definidos pelos comparadores de histerese e, juntamente com a estimação do sector em que se encontra o vector de fluxo do rotor, é escolhido o vector de tensão a aplicar com base nas tabelas 4.3 e 4.4. O sector está representado nas tabelas seguintes com o valor k .

uQ_s	uP_s		
	-1	0	1
-1	$U_{(k+1)}$	U_0, U_7	$U_{(k-1)}$
1	$U_{(k+2)}$	U_0, U_7	$U_{(k-2)}$

Tabela 4.3 - Vectores de tensão do rotor (sentido horário).

uQ_s	uP_s		
	-1	0	1
-1	$U_{(k-1)}$	U_0, U_7	$U_{(k+1)}$
1	$U_{(k-2)}$	U_0, U_7	$U_{(k+2)}$

Tabela 4.4 - Vectores de tensão do rotor (sentido anti-horário).

Estas tabelas foram construídas previamente, baseadas na análise feita na secção 4.1. Um factor importante a referir é o facto de existirem duas tabelas que são praticamente inversas, isto porque a aplicação do vector de tensão depende do sentido de rotação do fluxo. Assim, quando o gerador está em modo subsíncrono o fluxo roda no sentido horário, em modo supersíncrono roda no sentido anti-horário.

Gerador de Impulsos

Utilizando a Tabela 3.2 este módulo recebe o vector de tensão escolhido anteriormente e devolve os sinais de disparo que vão ser aplicados nos interruptores do conversor.

4.3 CONTROLO DO CONVERSOR DO LADO DA REDE

Do lado da rede, o sistema de controlo tem dois objectivos principais:

- Controlar a tensão no barramento DC para que esta se mantenha praticamente constante
- Controlar o fluxo de potência reactiva entre o conversor e a rede.

Mantendo a tensão constante no condensador do barramento DC, procura-se garantir que a potência activa entregue/fornecida ao rotor se mantenha constante no conversor do lado da rede. Por outro lado, a maioria das instalações eléctricas têm máquinas que na sua essência são

indutivas e é necessário evitar ao máximo que a instalação consuma potência reactiva. O controlo do fluxo de potência reactiva com a rede tem em vista manter o factor de potência próximo da unidade tanto quanto possível.

4.3.1 Princípio de Controlo

Tal como acontece do lado do rotor, o controlo de conversor do lado da rede também utiliza comparadores de histerese, para as potências, por forma a determinar o sinal de comando dos dispositivos comutáveis. O objectivo é controlar a troca de potência com a rede P_{clrede} e Q_{clrede} .

À semelhança do que foi feito na secção 4.2, para o CLR, pretende-se relacionar as potências com os vectores de tensão a aplicar na saída do conversor. Neste caso a saída do conversor está ligada à rede através de um filtro, tal como se mostra na Figura 4.9.

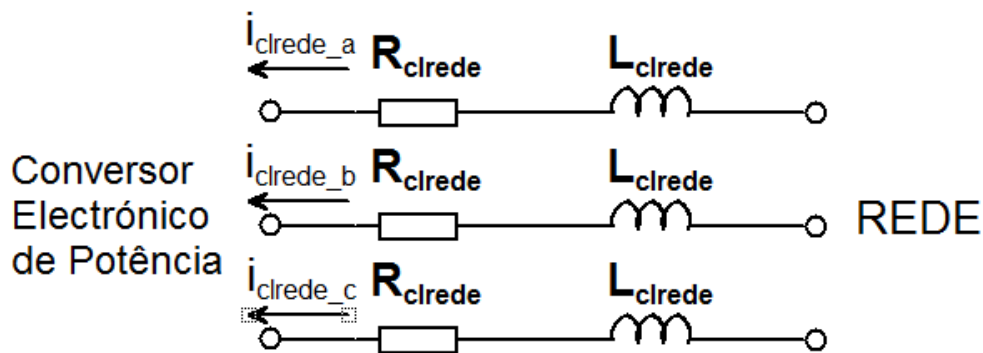


Figura 4.9 - Filtro de saída do conversor do lado da rede.

A equação 4.11 representa a dinâmica do filtro, para uma fase.

$$\vec{u}_n = R_{clrede} \vec{i}_{clrede} + L_{clrede} \frac{d\vec{i}_{clrede}}{dt} + \vec{u}_e \quad (4.11)$$

As potências activa e reactiva podem ser obtidas através das componentes directa e de quadratura da corrente i_{clrede} e da tensão u_e [33]:

$$\begin{cases} P_{clrede} = u_{e,d} i_{clrede,d} + u_{e,q} i_{clrede,q} \\ Q_{clrede} = u_{e,q} i_{clrede,d} - u_{e,d} i_{clrede,q} \end{cases} \quad (4.12)$$

As componentes dq da corrente e da tensão são obtidas utilizando a transformação para o referencial síncrono mostrado no anexo A.

Pela expressão 4.12 é possível verificar que as potências dependem de ambas as componentes da corrente e da tensão. Orientando o eixo directo do vector com a tensão da rede, a componente de quadratura vem nula, assim sendo a expressão 4.12 fica:

$$\begin{cases} P_{clrede} = u_{e_d} i_{clrede_d} \\ Q_{clrede} = -u_{e_d} i_{clrede_q} \end{cases} \quad (4.13)$$

com $u_{e_d} = u_e$. Esta técnica é explicada na próxima secção quando for detalhado o sistema de controlo (PLL). Pode-se então concluir, pela equação 3.7, que a potência activa depende essencialmente da componente directa da corrente do filtro e a potência reactiva depende da componente de quadratura.

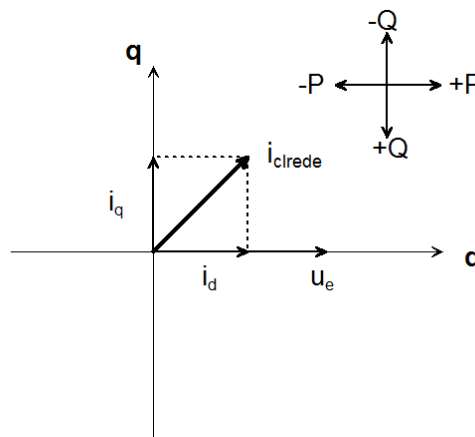


Figura 4.10 - Influência da aplicação de vectores no eixo de potências.

Finalmente resta saber de que maneira a injeção de vectores influencia as potências. Uma vez que cada potência é influenciada por uma das componentes dq da corrente, a Figura 4.10 mostra as componentes dq da corrente no filtro e um eixo de potências que identifica se a potência aumenta ou diminui com a aplicação de um certo vector de tensão.

Se num certo tempo de amostragem for aplicado o vector U1, a Figura 4.11 mostra a variação da corrente no filtro e a partir desta informação, através do eixo das potências, determina-se qual o efeito nas potências activa e reactiva.

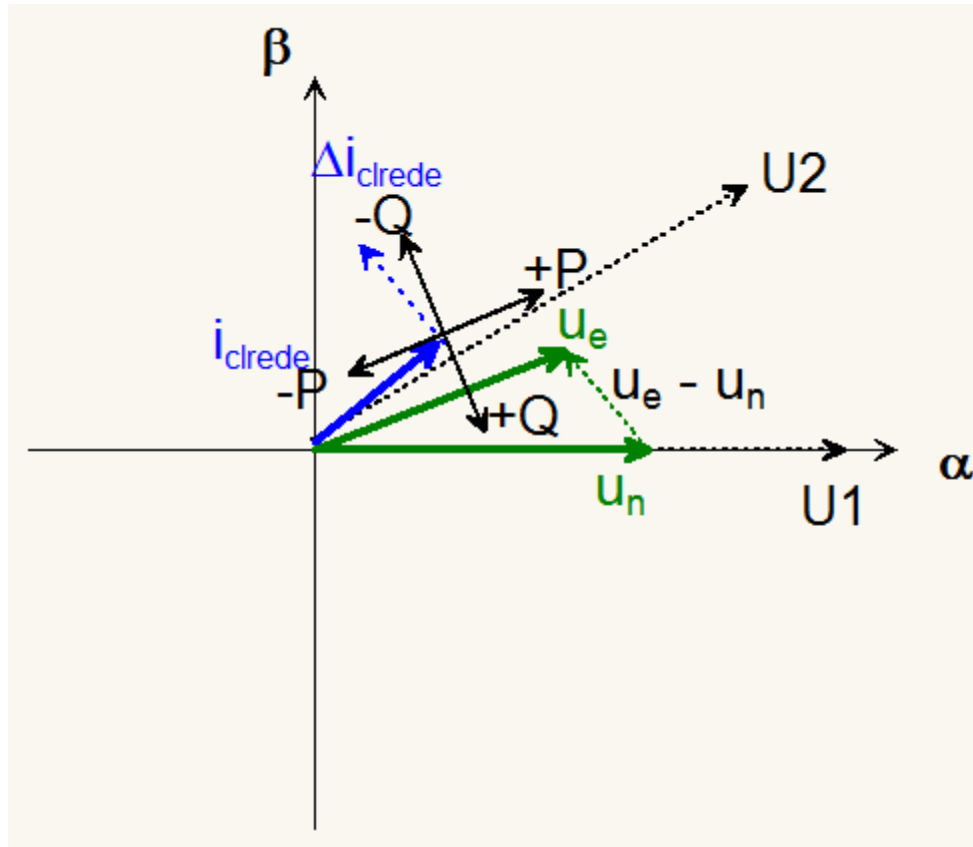


Figura 4.11 - Exemplo de aplicação de vector.

Aplicando o vector $U1$ no conversor temos $u_n = U1$, a queda de tensão no filtro é dada pela expressão 3.5 e é paralela à variação da corrente i_{clrede} . Verificando no eixo das potências observa-se que tanto a potência activa como a potência reactiva diminuem. Note-se que este eixo está orientado segundo a tensão da rede. Aplicando este método em todos os sectores e para cada vector de tensão, constrói-se a Tabela 4.6 mostrada na secção seguinte.

4.3.2 Diagrama de Controlo

O diagrama do esquema de controlo está mostrado na Figura 4.12, e pode ser dividido nos seguintes módulos:

1. PLL
2. Regulador U_{DC}
3. Cálculo das potências
4. Comparadores, cálculo de vectores e Gerador de impulsos

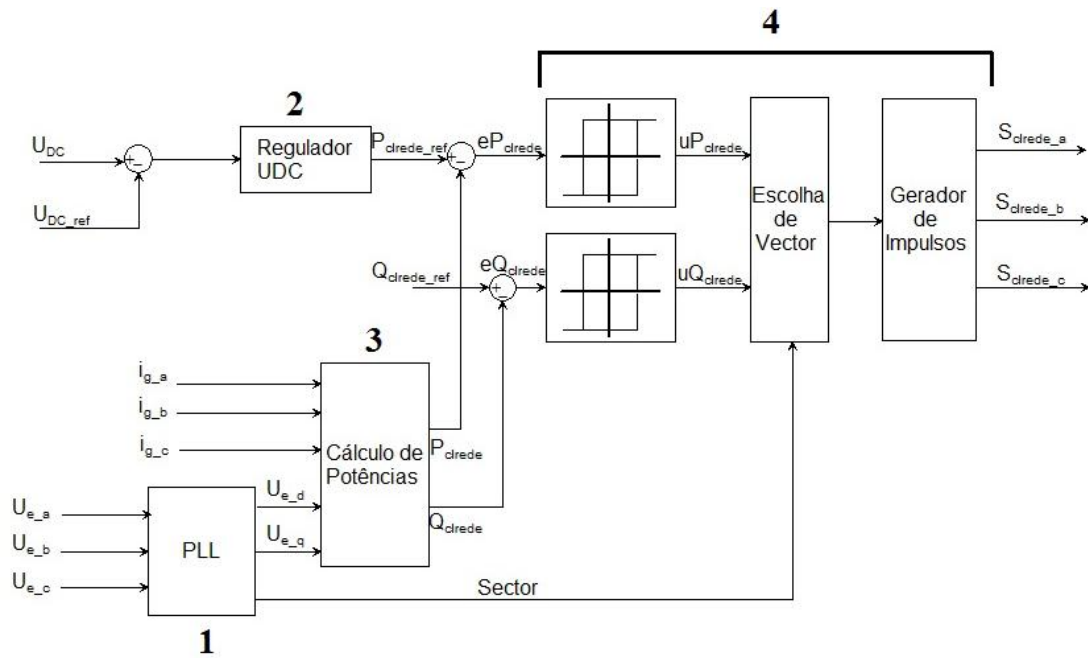


Figura 4.12 - Esquema de controlo do conversor do lado da rede (CLRede).

Os módulos identificados na Figura 4.12 serão explicados de seguida.

PLL

Um PLL (*Phase-locked Loop*) é um sistema de controlo que tem como objectivo gerar um sinal de saída cuja fase esteja em concordância com o sinal de referência dado à entrada [56]. Como foi visto anteriormente, a utilização de vectores espaciais e a sua orientação segundo a tensão da rede, traz benefícios no cálculo das potências, nomeadamente simplifica a expressão matemática e faz depende-las de apenas uma componente (directa ou quadratura) da corrente do filtro. Em aplicações que recorrem a vectores espaciais pequenos erros de sincronismo na fase podem levar a um mau funcionamento do sistema. A utilização de um PLL é uma das técnicas mais comuns para a resolução deste tipo de problemas. A Figura 4.13 mostra o esquema do PLL utilizado.

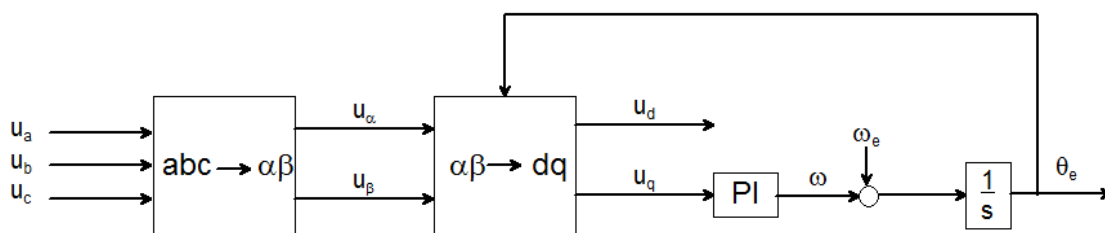


Figura 4.13 - Esquema de controlo PLL.

O vector espacial é obtido aplicando as transformações para coordenadas $\alpha\beta$ e para o referencial síncrono dq (anexo A). O passo seguinte é levar o valor da componente de quadratura para zero, recorrendo a um controlador PI e uma malha de realimentação (anel fechado). Ao valor de saída do PI é somada a frequência angular da rede resultando num sinal que ao passar por um bloco integrador é a posição angular do vector espacial. Quando a componente de quadratura deste vector é igual a zero a componente directa deverá estar, em regime estacionário, igual ao vector de tensão da rede, tal como elucidado na Figura 4.14.

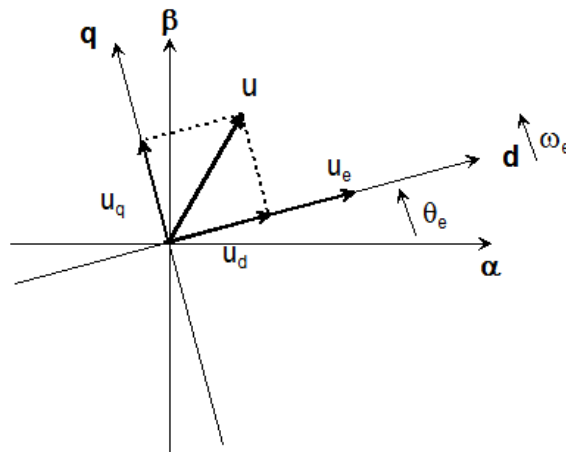


Figura 4.14 - Sincronização do vector espacial com a tensão da rede.

Obtido o ângulo do vector espacial, a indicação do sector correspondente é dada recorrendo à Tabela 4.5.

$\theta_{\psi}(\text{graus})$	Sector
[0;30[1
[30;60[2
[60;90[3
[90;120[4
[120;150[5
[150;180[6
[180;210[7
[210;240[8
[240;270[9
[270;300[10
[300;330[11
[330;360[12

Tabela 4.5 - Sector do vector em função do seu ângulo.

Regulador U_{DC}

O objectivo deste regulador é manter a tensão no barramento DC constante e fornecer à saída o valor de potência activa que cumpre esse objectivo. É composto apenas por um controlador PI. Para sintonizar o controlador PI, é necessário modelar o comportamento dinâmico da instalação. Como o controlo do CLREDE se encarrega de manter a tensão no barramento DC constante à custa da potência activa, pode-se escrever a equação da potência exigida, ignorando as perdas [33]:

$$P_{clrede} = u_{dc} i_{clrede} \quad (4.14)$$

A Figura 4.15 mostra um esquema do circuito do barramento DC. A corrente i_{r_dc} pode ser considerada como uma perturbação do controlo, e por isso é desprezada na obtenção da função de transferência.

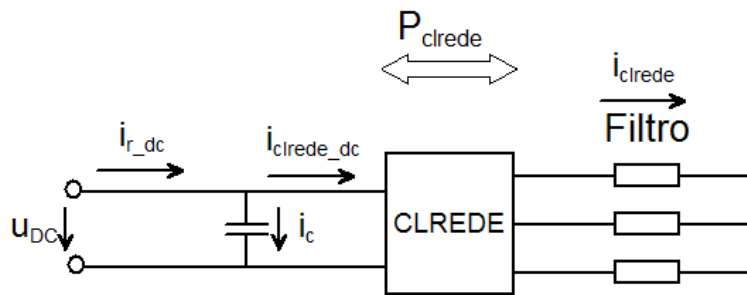


Figura 4.15 - Circuito do barramento DC

Aplicando a transformada de Laplace, a função de transferência da instalação vem:

$$G_{clrede}(s) = \frac{u_{dc}(s)}{P_{clrede}(s)} = \frac{1}{i_{clrede}(s)} \quad (4.15)$$

A expressão 4.15 é utilizada na sintonização do controlador PI do regulador.

Cálculo das Potências

O bloco de cálculo de potências implementa a expressão 4.15. Tem como entrada as correntes trifásicas do filtro e a tensão, em coordenadas dq da tensão da rede. São aplicadas as transformadas de Clarke e Park às correntes. Os valores de potência instantânea à saída do conversor são depois comparados com os valores de referência escolhidos para o controlo.

Comparadores, Cálculo de Vector e Gerador de Impulsos

Os blocos de comparação, cálculo do vector a aplicar e o gerador de impulsos, são semelhantes aos analisados na secção 4.2.2 do conversor do lado do rotor. As principais diferenças são:

- Uso de comparadores de histerese de apenas dois níveis para ambas as potências.
- A escolha de vectores baseia-se na análise feita na secção 4.3.1 e utiliza a Tabela 4.6.

e_p	e_q	Posição do vector de tensão da rede											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	0	V5	V6	V6	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5
	1	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6	V1	V1	V2	V2	V3
0	0	V1	V1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6
	1	V2	V2	V3	V3	V4	V4	V5	V5	V6	V6	V1	V1

Tabela 4.6 - Aplicação de vectores no CLREDE.

5 Implementação

Este capítulo apresenta os resultados da implementação do controlo directo de potência, estudado no capítulo 4, num GIDA. A secção 5.1 mostra os parâmetros das máquinas de indução e do conversor electrónico de potência. Na secção 5.2 mostram-se os resultados em ambiente de simulação da estratégia de controlo aplicada ao GIDA.

5.1 PARÂMETROS

Os modelos da MIDA, do conversor electrónico de potência e do esquema de controlo, foram totalmente dimensionados nesta dissertação, recorrendo a fórmulas matemáticas e posteriormente implementados na ferramenta Simulink do *software* MATLAB.

Nesta secção mostram-se os parâmetros utilizados nas simulações do GIDA e do conversor electrónico de potência.

5.1.1 Gerador de Indução Duplamente Alimentado

A obtenção de parâmetros de uma máquina de indução é feita através de ensaios que fazem parte dos objectivos do estudo realizado. A Tabela 5.1 mostra os parâmetros da máquina de indução utilizada nas simulações do sistema de controlo.

MÁQUINA DE INDUÇÃO		
Parâmetro	Valor	Unidade
Potência nominal	1500	W
Tensão nominal	380/220	V
Corrente nominal	2,8/4,8	A
M_e	0,274	H
I_{ge}	0,001	H
M_r	0,274	H
I_{gr}	0,001	H
M_{er}	0,258	H
I_e	0,274	H
I_r	0,274	H
R_e	4,85	Ω
R_r	3,805	Ω

Parâmetro	Valor	Unidade
K1	0,001	N. m. s. rad ⁻¹
J	0,031	kg. m ²

Tabela 5.1 - Parâmetros do gerador de indução.

5.1.2 Conversor electrónico de potência

Relativamente ao conversor, os parâmetros a dimensionar têm a ver com o barramento DC e com o filtro de saída, que faz a ligação com a rede (Figura 4.9). A Tabela 5.2 mostra os valores utilizados para o condensador do barramento DC, da indutância e da resistência do filtro RL série.

Parâmetro	Valor	Unidade
C_{DC}	10	mF
L_{clrede}	10	mH
R_{clrede}	100	Ω

Tabela 5.2 - Parâmetros do conversor e do filtro do lado da rede.

5.2 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta secção apresentam-se os resultados das simulações efectuadas ao sistema de controlo aplicado a um GIDA. A Figura 5.1 mostra o diagrama de blocos do sistema, onde é possível identificar os seguintes módulos principais:

- GIDA.
- Conversor Electrónico de Potência.
- Sistema de Controlo.

Existem também os módulos de controlo de arranque que tem como função activar o controlo quando o transitório de arranque da máquina termina, e o módulo que produz os sinais de tensão da rede.

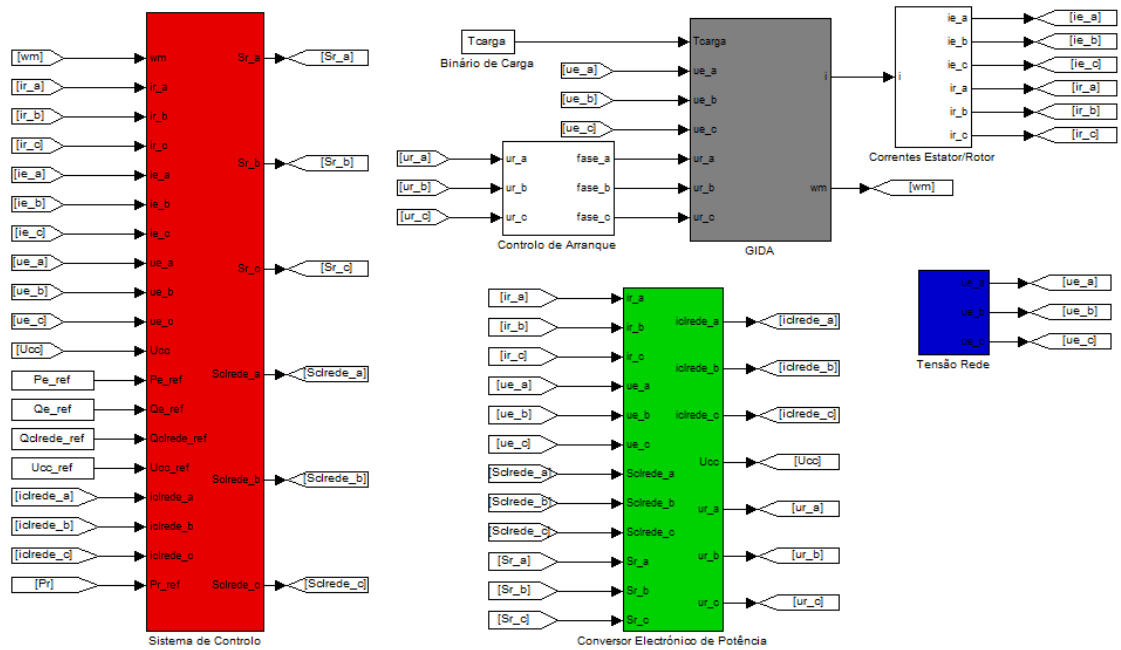


Figura 5.1 - Diagrama de blocos do sistema simulado.

Simulação 1

O objectivo desta simulação é verificar se o sistema de controlo consegue cumprir as especificações no que diz respeito à potência que a máquina fornece à rede. A simulação 1 divide-se em duas partes, primeiro são aplicados os valores apresentados na Tabela 5.3 até aos 3 segundos de simulação. Dos 3 aos 5 segundos aplicam-se os valores mostrados na Tabela 5.4. A diferença tem a ver com a aplicação de um degrau nos sinais de referência para as potências do estator quando o tempo é igual a 3 segundos.

Parâmetro	Valor	Unidade
T_{carga}	-3	N·m
P_{e_ref}	-700	W
Q_{e_ref}	1450	var
Q_{clrede_ref}	0	var
U_{DC}	600	V

Tabela 5.3 - Parâmetros de controlo (até 3s).

Parâmetro	Valor	Unidade
T_{carga}	-3	N·m
$P_{\text{e_ref}}$	-300	W
$Q_{\text{e_ref}}$	621	var
$Q_{\text{clrede_ref}}$	0	var
U_{DC}	600	V

Tabela 5.4 - Parâmetros de controlo (dos 3 aos 5s).

A Figura 5.2 mostra as correntes trifásicas do estator. Observa-se que o período transitório do gerador, que tem a ver com o seu arranque, termina quando o tempo é 1 segundo. Neste período atingem-se correntes bastante superiores ao valor nominal.

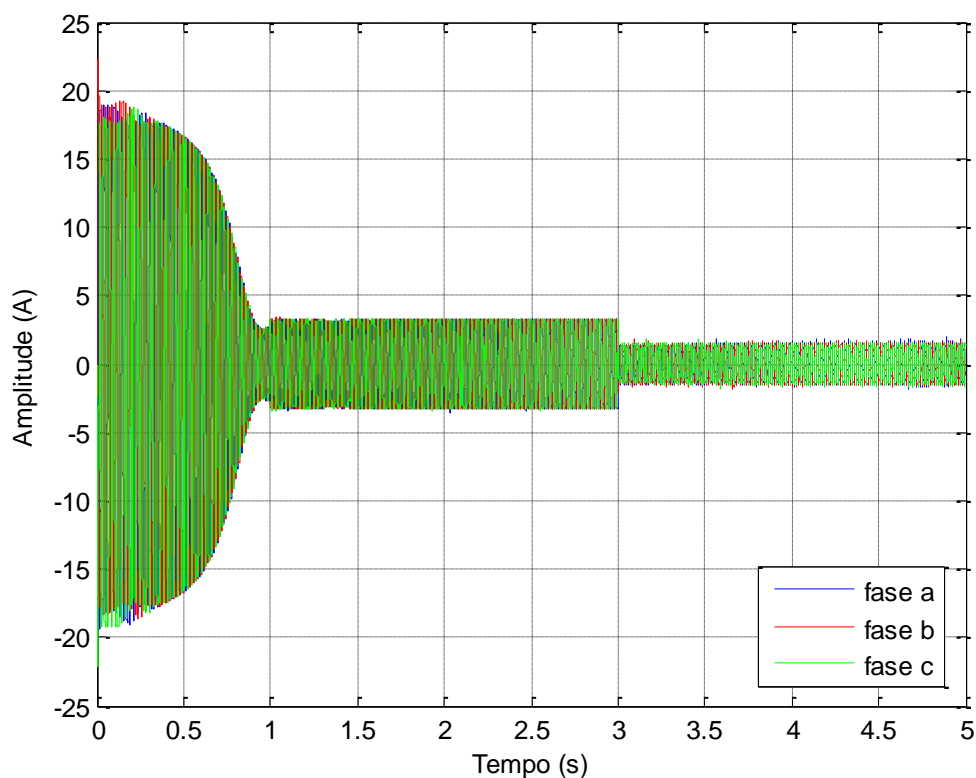


Figura 5.2 - Correntes trifásicas do estator.

Após o arranque, as correntes trifásicas do gerador ficam com um valor máximo de 3,3 A. Aos 3 segundos o sinal de referência das potências do estator muda, o que leva a uma alteração das correntes como está mostrado na Figura 5.3.

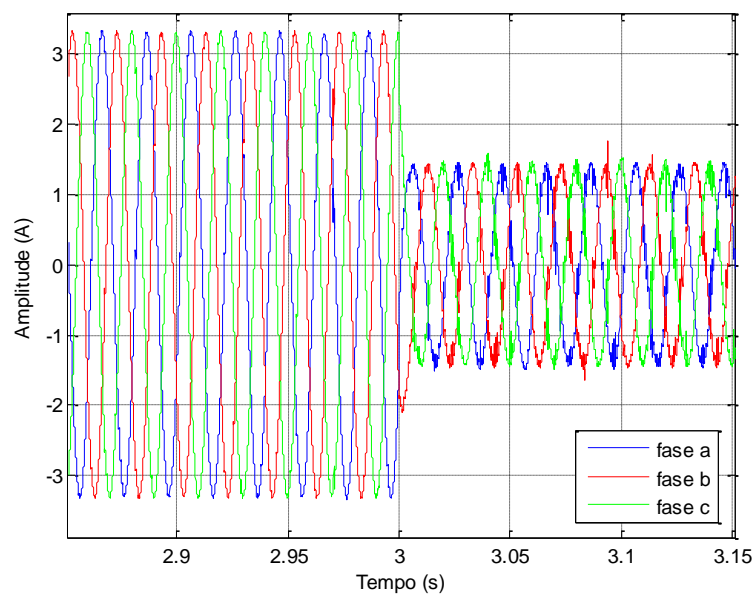


Figura 5.3 - Correntes do estator no instante de alteração do sinal de referência das potências

A variação da potência activa de um valor de -700 W para -300 W, levou a uma queda do valor máximo da corrente para 1,41 A. É importante lembrar que a tensão do estator da máquina está fixa pelo valor da rede, que se admitiu ser constante com um valor eficaz de 230 V e frequência 50 Hz.

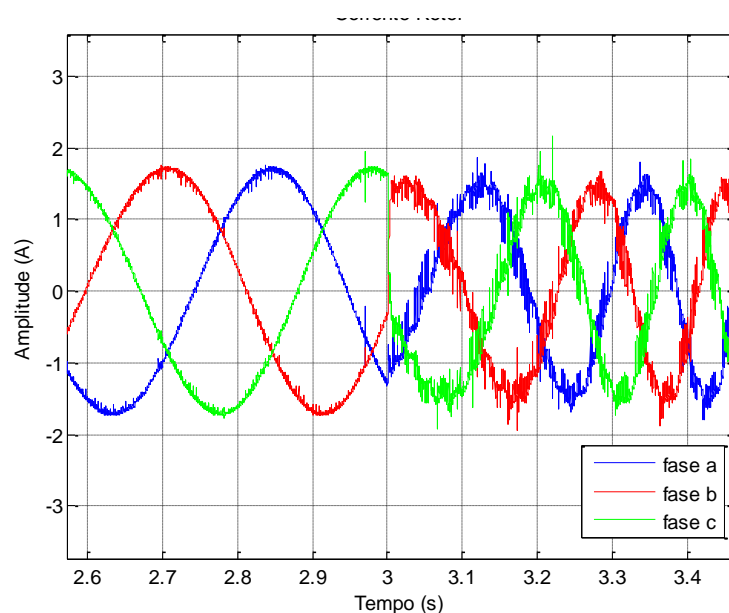


Figura 5.4 - Correntes do rotor no instante de alteração do sinal de referência das potências.

Observa-se na Figura 5.4 que as correntes do rotor apresentam uma mudança na fase, com a alteração das potências no estator. Verifica-se também que a frequência aumenta, devendo-se isto a uma alteração no escorregamento. Em relação à amplitude, esta mantém-se praticamente igual. Um dos factores importantes a ter em consideração no que diz respeito às correntes é o facto de estas ficarem com alguma distorção (*ripple*), isto acontece porque a tensão aos terminais do rotor depende da tensão no barramento DC. Esta tensão não é exactamente constante e portanto, introduz nas correntes do rotor e, consequentemente, do estator esta mesma distorção.

O sistema de controlo actua directamente sobre as potências instantâneas do estator, assim sendo a Figura 5.5 e a Figura 5.6 mostram de que maneira se alteram os sinais de potência activa e reactiva, respectivamente.

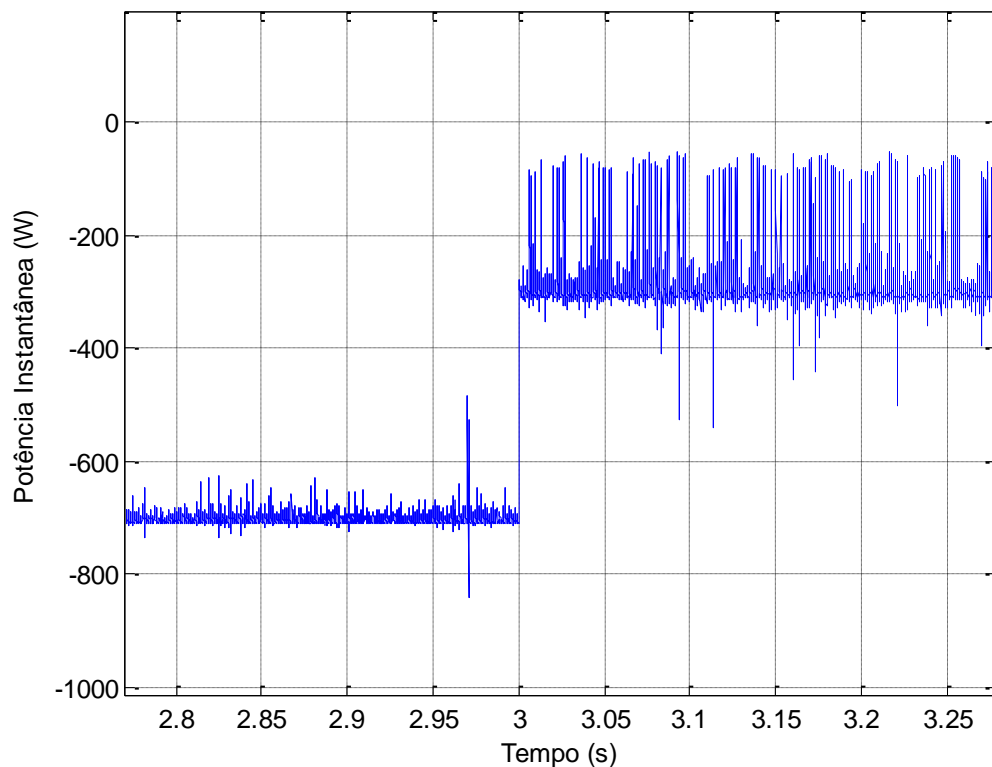


Figura 5.5 - Potência activa instantânea no estator.

A potência activa apresenta-se com um bom seguimento do valor de referência, antes de aplicado o degrau. Quando é aplicado o valor de referência seguinte (-300 W), o valor instantâneo apresenta alguns picos, mas o seu valor médio segue a referência. Note-se que a mudança de um valor para outro acontece quase de forma instantânea, ainda que seja necessário ter em atenção que isto só acontece em simulação. Um sistema real apresenta, naturalmente, um atraso entre a aplicação do sinal de comando e a resposta.

No que diz respeito à potência reactiva verifica-se que o sinal apresenta menor variância antes e, principalmente, depois da mudança da referência.

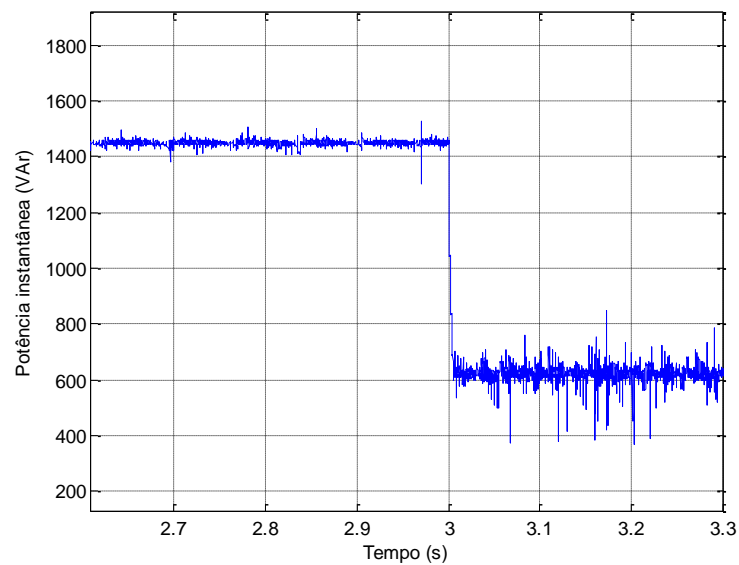


Figura 5.6 - Potência reactiva instantânea no estator.

No que diz respeito a grandezas no conversor do lado da rede pretende-se que a potência reactiva tenha um valor próximo de zero, uma vez que o consumo de potência reactiva é indesejado numa instalação eléctrica. Na Figura 5.7 está representada a potência reactiva instantânea no conversor do lado da rede.

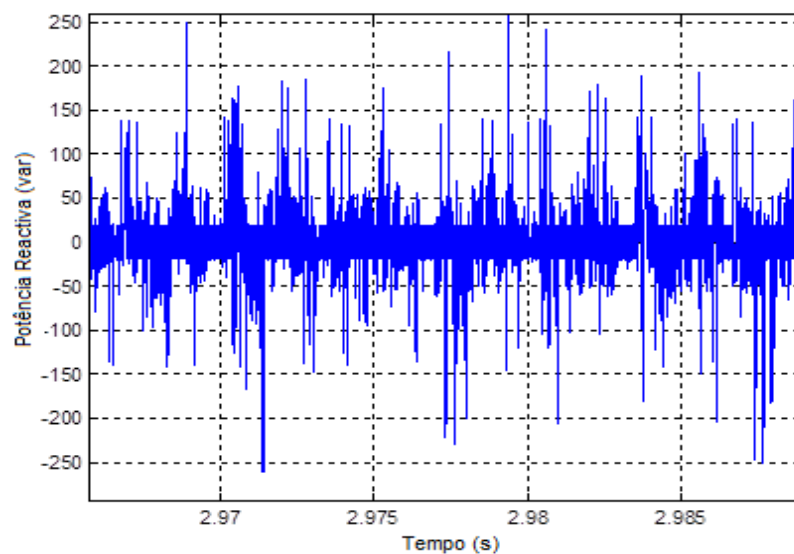


Figura 5.7 - Potência reactiva no conversor do lado da rede.

À semelhança do que acontece do lado do rotor, o valor da potência reactiva apresenta alguns picos em relação ao valor médio pretendido. No entanto, à excepção destes valores de pico, o sinal encontra-se dentro da banda dada pelos comparadores de histerese (± 20).

O controlo do CLREDE tem também como objectivo manter a tensão no barramento DC constante. O valor de referência escolhido para esta tensão foi de 600 V, e como se pode ver pela Figura 5.8 o valor de tensão apresenta-se bastante perto, apesar de ter a tendência para se afastar. Isto pode ser devido ao regulador U_{DC} , visto na secção 4.3.2, não estar perfeitamente sintonizado.

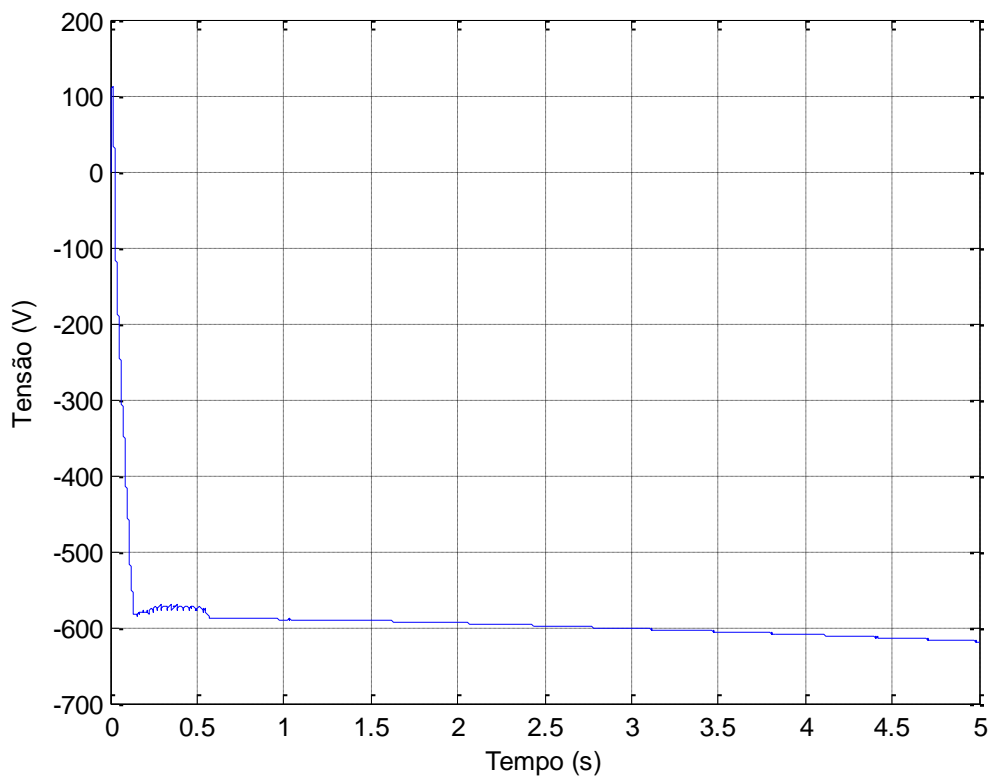


Figura 5.8 - Tensão no barramento DC.

Uma das razões que pode estar a levar a tensão do barramento a se afastar do valor de referência está relacionada com a potência activa instantânea do conversor. É necessário que a potência activa do rotor seja praticamente igual à que se encontra no conversor do lado da rede, para que a tensão no barramento se mantenha praticamente constante. A Figura 5.9 mostra a potência instantânea que flui do conversor. Verifica-se que até à altura da aplicação do degrau esta tem valores relativamente próximos de zero e que depois começa a crescer. Isto deve-se à descida da potência activa no estator.

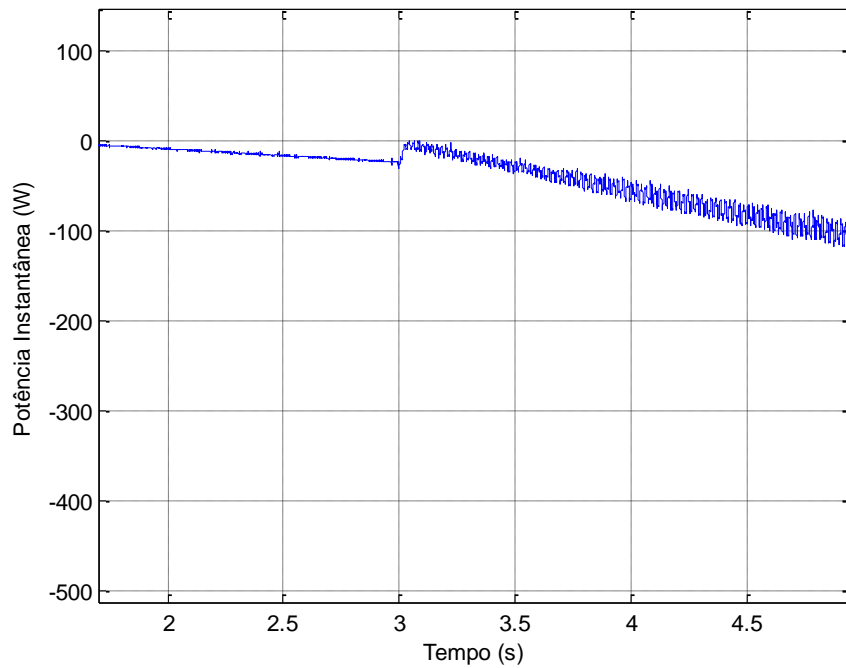


Figura 5.9 - Potência activa instantânea no conversor.

Simulação 2

O teste relativo à simulação 1 apenas contemplava uma alteração do sinal de referência das potências do estator. Neste caso aplica-se uma alteração no sinal de entrada do gerador, o binário de carga, e nas potências de referência em simultâneo. A alteração do valor do binário pretende simular uma situação em que, por exemplo, o vento que incide na turbina eólica tenha diminuído de intensidade. Os parâmetros utilizados no teste são mostrados na Tabela 5.5 e na Tabela 5.6.

Parâmetro	Valor	Unidade
T_{carga}	-3	N·m
P_{e_ref}	-765	W
Q_{e_ref}	1350	var
Q_{clrede_ref}	0	var
U_{DC}	600	V

Tabela 5.5 - Parâmetros de controlo (até 2s).

Parâmetro	Valor	Unidade
T_{carga}	-2	N·m
P_{e_ref}	-470	W
Q_{e_ref}	830	var

Parâmetro	Valor	Unidade
Q_{clrede_ref}	0	var
U_{DC}	600	V

Tabela 5.6 - Parâmetros de controlo (dos 2 aos 4s).

Os valores de partida desta simulação são os mesmos que os apresentados na simulação 1 logo, os resultados antes da aplicação do degrau são semelhantes aos já mostrados.

Na Figura 5.10 pode-se ver que as correntes trifásicas do estator sofrem uma alteração na sua amplitude passando a apresentar um valor máximo de 2,3 A.

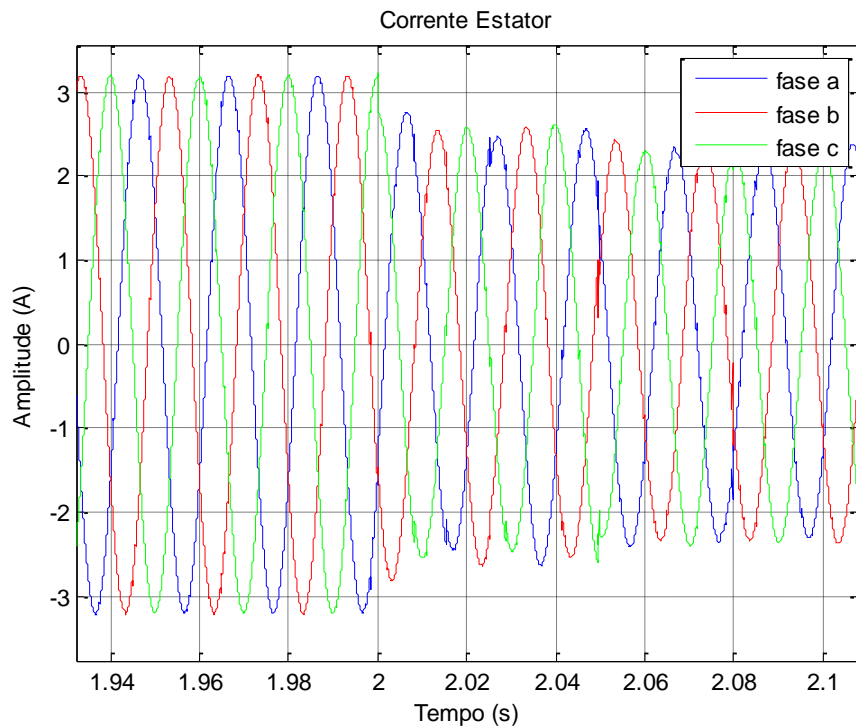


Figura 5.10 - Correntes trifásicas do estator.

As correntes do rotor também sofrem uma diminuição do seu valor máximo, ainda que mais pequena de 1,8 A para 1,2 A. A frequência do sinal mantém-se a mesma apesar da aplicação do degrau, uma vez que a diminuição do binário de carga e das potências se fez sem alterar o escorregamento.

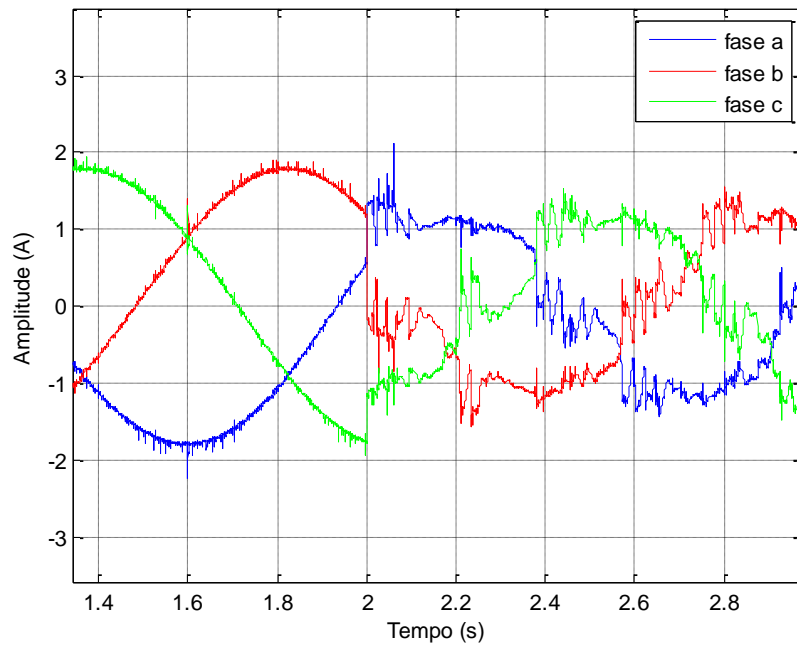


Figura 5.11 - Correntes trifásicas do rotor.

Foi visto na secção 4.2.2 que, em cada instante, o sistema de controlo utiliza a posição do vector espacial do fluxo do rotor, para actuar no sinal de saída e devolver o vector mais indicado. Com base nessa posição angular o fluxo pode estar num de 6 sectores possíveis. A Figura 5.12 mostra os sectores pelos quais passa o vector de fluxo. É possível verificar que o fluxo faz uma trajetória circular, porque passa por todos os sectores de forma consecutiva (6 \rightarrow 1).

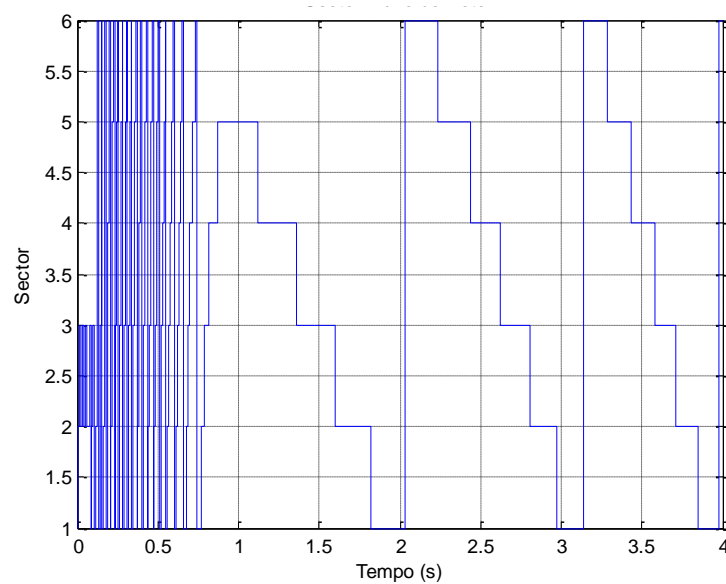


Figura 5.12 - Sector do vector de fluxo do rotor.

O valor de referência da potência activa instantânea apresenta-se em degrau, de -765 W para -470 W. Os resultados do valor real instantâneo no estator da máquina estão mostrados na Figura 5.13.

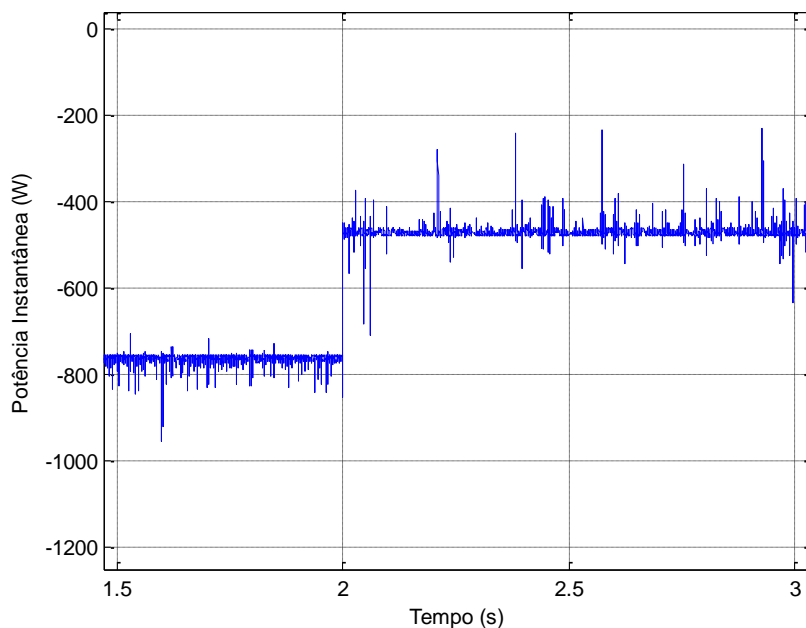


Figura 5.13 - Potência instantânea do estator.

Verifica-se que o controlo cumpre as especificações dadas para a simulação, apesar de o sinal ter alguns picos, isso quase não afecta o desempenho do sistema.

A potência reactiva do estator regista resultados mais degradados na mudança do sinal de referência. Ainda assim o seu valor médio segue o valor dado pelo esquema de controlo (830 var), apresentando menos picos, mas mais oscilação em torno do valor médio. Os resultados estão representados na Figura 5.14.

Uma vez que o binário de carga mudou de -3 N·m para -2 N·m, a potência mecânica disponível também diminuiu, o gerador é assim obrigado a fornecer menos energia à rede. Na Figura 5.15 está representada a resposta da potência mecânica do gerador. Esta sofre uma diminuição de $P_{mec} = -845$ W para $P_{mec} = -500$ W. A potência disponível baixou em cerca de 350 W.

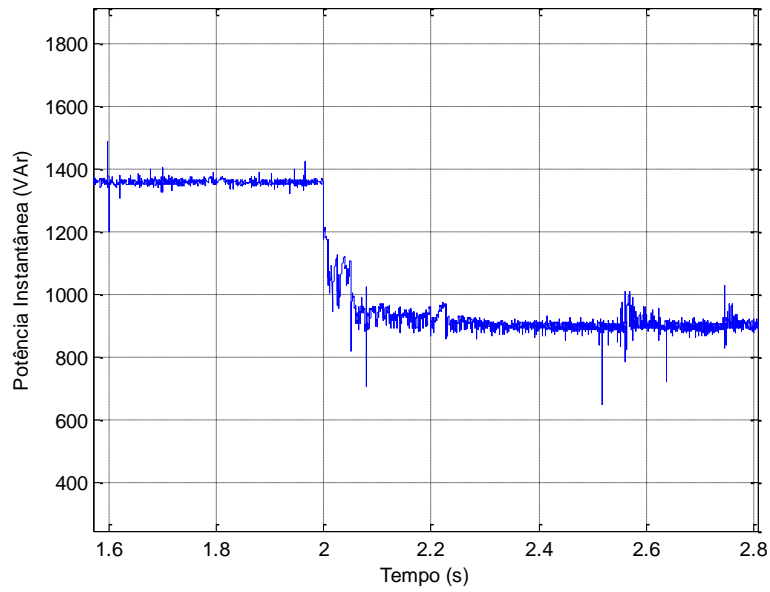


Figura 5.14 - Potência reactiva do estator.

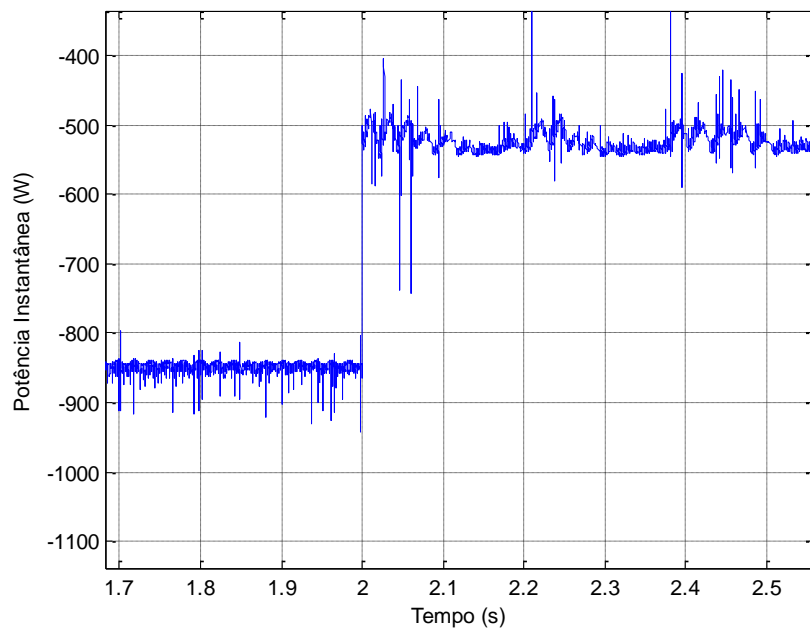


Figura 5.15 - Potência Mecânica.

Do lado da rede os resultados são semelhantes aos obtidos na primeira simulação deste capítulo. A Figura 5.16 mostra a tensão no barramento DC do conversor electrónico de potência, enquanto a Figura 5.17 apresenta o fluxo de potência reactiva instantânea que o sistema troca com a rede.

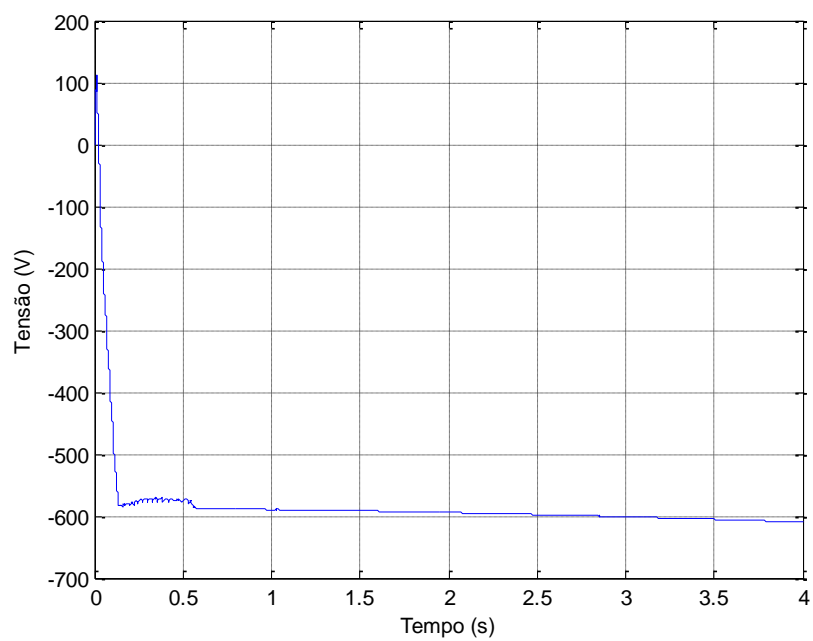


Figura 5.16 - Tensão no barramento DC

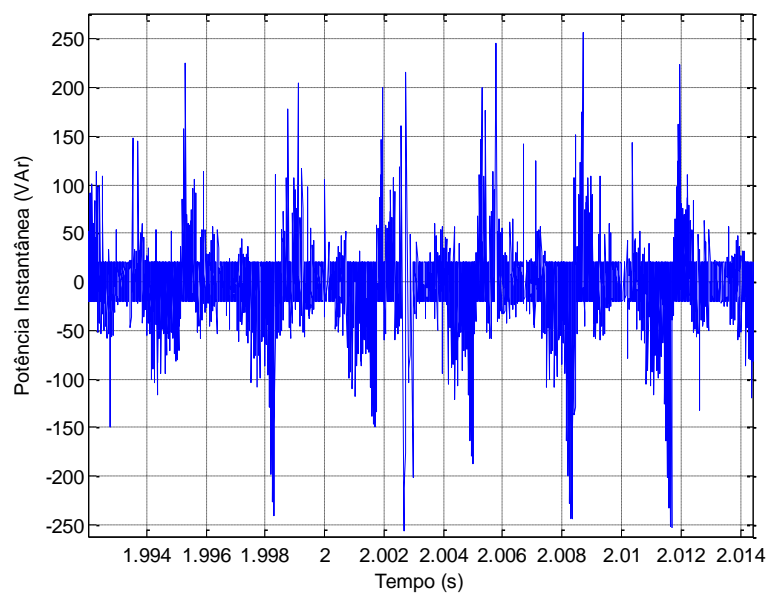


Figura 5.17 - Potência reactiva instantânea no conversor do lado da rede

6 Conclusões

O aproveitamento da força do vento para produção de energia eléctrica é hoje em dia um procedimento comum nos países mais desenvolvidos. A modernização dos sistemas eólicos levou não só, a turbinas com maior potência, mas também a instalações cada vez mais eficientes o que resulta num conjunto de benefícios financeiros, energéticos e ambientais.

O controlo dos geradores presentes nas turbinas eólicas foi alvo de estudo nesta dissertação, particularmente, foi implementada a técnica de controlo directo de potência (CDP) aplicada a geradores de indução duplamente alimentados. O uso em turbinas eólicas é a aplicação mais frequente de um sistema deste género, no entanto ele pode ser adaptado a outras situações.

O sistema desenvolvido inclui o conversor electrónico de potência e o esquema de controlo. A escolha do conversor *back-to-back* deveu-se à sua capacidade de permitir um fluxo de potência em ambos os sentidos. Isto é de facto uma grande vantagem no que diz respeito a um GIDA pois permite que o gerador forneça energia tanto pelo estator como pelo rotor.

Relativamente ao esquema de controlo é preciso ter em conta alguns aspectos fundamentais: a estimação dos fluxos, no conversor do lado do rotor e a construção das tabelas de escolha de vectores são pontos críticos que requerem um bom estudo teórico. Um conhecimento alargado dos princípios de funcionamento do CDP leva a uma boa implementação prática do sistema.

No entanto, a validade deste estudo não se esgota neste trabalho. Esta dissertação partilha com outro trabalho, por concluir à data de apresentação desta dissertação, o estudo sobre o gerador duplamente alimentado, trabalho esse, que tem como objectivo a análise de falhas, e que utiliza o sistema de controlo aqui desenvolvido.

Este programa de simulação pode servir de ferramenta para prever o comportamento de um GIDA e ser um suporte na comparação com dados recolhidos de uma instalação real, tendo sempre presente que os sistemas reais apresentam tempos de resposta completamente diferentes dos resultados obtidos em simulação. No caso concreto do sistema desenvolvido para esta dissertação, os tempos de simulação podem ser relativamente longos, devido à elevada complexidade computacional requerida pelos cálculos envolvidos.

Futuramente seria importante abordar algumas áreas que complementassem o estudo feito neste trabalho, nomeadamente:

- Validação dos resultados obtidos através da implementação prática do método de controlo estudado.
- Estudo do comportamento do sistema em situações de perturbações na rede.
- Estudo da qualidade da energia fornecida pelo gerador.

Estes trabalhos futuros em conjunto com esta dissertação forneceriam informação importante acerca do controlo directo de potência em geradores duplamente alimentados, o que poderá ser de grande interesse para sistemas eólicos.

Bibliografia

- [1] N. Nixon. [Online]. Available: <http://www.guardian.co.uk/environment/2008/oct/17/wind-power-renewable-energy> . [Acedido em 4 Setembro 2012].
- [2] J. L. Williams. [Online]. Available: <http://www.wtrg.com/prices.htm>. [Acedido em 20 Agosto 2012].
- [3] Enerdata. [Online]. Available: <http://yearbook.enerdata.net/#/renewable-in-electricity-production-share-by-region.html>. [Acedido em 21 Agosto 2012].
- [4] U. E. I. Administration. [Online]. Available: <http://www.eia.gov/> . [Acedido em 1 Setembro 2012].
- [5] U. D. o. Energy. [Online]. Available: <http://energy.gov/oe/technology-development/smart-grid/distributed-energy>. [Acedido em 4 Setembro 2012].
- [6] S. Muller, M. Deicke e W. Rik, “Doubly Fed Induction Generator Systems,” *IEEE Industry Applications Magazine*, 2002.
- [7] G. Abad, J. López, M. A. Rodríguez, L. Marroyo e G. Iwanski, Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation, Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc., 2011.
- [8] R. G. Oliveira, “Contribuição ao Controle de um Sistema de Geração a Velocidade Variável Utilizando Gerador de Indução Duplamente Alimentado,” Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, Brasil, 2009.
- [9] A. Petersson, “Analysis, Modeling and Control of Doubly-Fed Induction Generators for Wind Turbines,” Department of Energy and Environment, Chalmers University of Technology, Suécia, 2005.

- [10] N. Instruments. [Online]. Available: <http://www.ni.com/white-paper/8189/en>. [Acedido em 4 Setembro 2012].
- [11] M. O. L. Hansen, *Aerodynamics of Wind Turbines*, 2008.
- [12] H. Slootweg e E. d. Vries. [Online]. Available: http://www.uni-hildesheim.de/~irwin/inside_wind_turbines.html. [Acedido em 30 Agosto 2012].
- [13] D. Zinger, “Annualized wind energy improvement using variable speeds,” *Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference, 1997*, pp. 80-83, 1997.
- [14] P. Mutschler e R. Hoffmann, “Comparison of wind turbines regarding their energy generation,” *IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 6-11, 2002.
- [15] B. Chitti Babu, K. Mohanty e C. Poongothai, “Performance of Double-Output Induction Generator for Wind Energy Conversion Systems,” *First International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology*, pp. 933-938, 2008.
- [16] A. Petersson, L. Harnefors e T. Thiringer, “Comparison between stator-flux and grid-flux-oriented rotor current control of doubly-fed induction generators,” *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, 2004*, vol. 1, pp. 482-486, 2004.
- [17] T. Masaud e P. Sen, “Modeling and control of doubly fed induction generator for wind power,” *North American Power Symposium (NAPS)*, pp. 1-8, 2011.
- [18] H. Ma, X. Zhang, X. Liu e D. Xu, “A novel flux damping control strategy of DFIG based on voltage vector oriented,” *7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC)*, vol. 3, pp. 2168-2172, 2012.
- [19] W. Srirattanawichaikul, Y. Kumsuwan, S. Premrudeepreechacharn e B. Wu, “A vector control of a grid-connected 3L-NPC-VSC with DFIG drives,” *International Conference on Electrical Engineering/Electronics Computer Telecommunications and Information Technology*, pp. 828-832, 2010.
- [20] M. Silva, “Rotor flux vector control of DFIG without currents rotor sensor,” *IEEE*

International Electric Machines and Drives Conference, pp. 881-887, 2009.

- [21] M. Depenbrock, "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 420-429, 1988.
- [22] I. Takahashi e T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vols. %1 de %2IA-22, n.º 5, pp. 820-827, 1986.
- [23] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Reino Unido: Oxford University Press, 1998.
- [24] P. Tiitinen, P. Pohjalainen e J. Lalu, "The Next Generation Motor Control Method: Direct Torque Control," *EPE Journal*, vol. 5, pp. 14-18, 1995.
- [25] J. Nash, "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder," *IEEE Tr. on Industry Applications*, vol. 33, 1997.
- [26] P. M. L. P. Magalhães, "Direct Torque Control em Máquinas Assíncronas," Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa, Lisboa , 2010.
- [27] Y. S. Rao e A. J. Laxami, "Direct torque control of doubly fed induction generator based wind turbine under voltage dips," *International Journal of Advances in Engineering & Technology*, 2012.
- [28] Z. Liu, O. Mohammed e S. Liu, "A Novel Direct Torque Control of Doubly-Fed Induction Generator Used for Variable Speed Wind Power Generation," *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, pp. 1-6, 2007.
- [29] B. Pimple, V. Vekhande e B. Fernandes, "New direct torque control of DFIG under balanced and unbalanced grid voltage," *IEEE Region 10 Conference TENCON*, pp. 2154-2158, 2010.
- [30] A. Boulahia, K. Nabti e H. Benalla, "Direct Power Control for AC/DC/AC Converters in Doubly Fed Induction Genarators Based Wind Turbine," *Institute of Advanced Engineering and Science*, vol. 2, pp. 425-436, 2012.

- [31] L. Xu e P. Cartwright, "Direct active and reactive power control of DFIG for wind energy generation," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, n.º 3, pp. 750-758, 2006.
- [32] M. J. Zandzadeh e A. Vahed, "Direct Power Control of Grid and Rotor Side converters in Doubly Fed Induction Generators Based Wind Turbine," *26th International System Conference*, 2011.
- [33] S. Y. Liu, "Controle Directo de Potência em Gerador de Indução Duplamente Alimentado," Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Eléctrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Brasil, 2011.
- [34] M. M. Malinowski, *Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers*, Polónia: Warsaw University of Technology, 2001.
- [35] D. Zhi e L. Xu, "Direct Power Control of DFIG With Constant Switching Frequency and Improved Transient Performance," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, n.º 1, pp. 110-118, 2007.
- [36] M. Malinowsk e M. Kazmierkowski, "Direct power control of three-phase PWM rectifier using space vector modulation-simulation study," *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2002*, vol. 4, pp. 1114-1118, 2002.
- [37] M. V. Kazemi, A. S. Yazdankhah e H. M. Kojabadi, "Direct power control of DFIG based on discrete space vector modulation," *RENEWABLE ENERGY[J]*, vol. 35, n.º 5, pp. 1033-1042, 2010.
- [38] S. Larrinaga, M. Vidal, E. Oyarbide e J. Apraiz, "Predictive Control Strategy for DC/AC Converters Based on Direct Power Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, n.º 3, pp. 1261-1271, 2007.
- [39] S. A. Larrinaga, "Predictive Control of the 2L-VSI and 3L-NPS VSI based on Direct Power Control for MV Grid-Connected Power Applications," Goi Eskola Politeknikoa Faculty of Engineering, Mondragon, Espanha, 2007.
- [40] A. Nazari e H. Heydari, "Enhanced predictive direct power control of DFIG," *Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, pp. 15-19, 2011.

- [41] D. Halliday e R. Resnick, Fundamentals of Physics, 2007.
- [42] M. V. Neves, “Máquina de Indução, Apontamentos da Cadeira de Electrotécnica Teórica,” Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa, Lisboa, 2007.
- [43] IEEE, “IEEE Education Society,” [Online]. Available: <http://www.ewh.ieee.org/soc/es/Nov1997/09/INDEX.HTM>. [Acedido em 10 Setembro 2012].
- [44] J. C. P. Palma, Accionamentos Electromecânicos de Velocidade Variável, Fundação Calouste Gulbenkian, 2008.
- [45] C.-M. Ong, Dynamic Simulation of Electric Machinery, West Lafayette, Indiana: Shool of Electrical & Computer Engineering, Purdue University , 1998.
- [46] Kharagpur, “Power Semiconductor Devices,” em *Power Electronic*, National Programme on Technology Enhanced Learning, pp. 1-14.
- [47] N. Mohan, T. M. Undeland e W. P. Robbins, Power Electronics, 1995.
- [48] M. H. Rashid, Power Electronics: Circuits, Devices and Applications, 1993.
- [49] V. Vodovozov e R. Jansikene, Power Electronic Converters, Estónia: Department of Electrical Drives and Power Electronics, Tallinn University of Technology, 2006.
- [50] A. Carlsson, “The back to back converter, control and design,” Department of Industrial Electrical Engineering and Automation, Suécia, 1998.
- [51] A. Moreira, T. Lipo e G. Venkataramanan, “Modeling and Evaluation of dv/dt Filters for AC Drives with High Switching Speed,” *9th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2001.
- [52] S. Panda, A. Mishra e B. Srinivas, “Control of Voltage Source Inverters using PWM/SVPWM for Adjustable Speed Drive Applications,” Department of Electrical Engineering, National Institute Of Technology Rourkela, Índia, 2009.

- [53] A. Iqbal, "Generalised Sinusoidal PWM with Harmonic Injection for Multi-Phase VSIs," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1-7, 2006.
- [54] I. Colak, R. Bayindir e E. Kabalci, "A modified harmonic mitigation analysis using Third Harmonic Injection PWM in a multilevel inverter control," *14th International Power Electronics and Motion Control Conference*, pp. T2-215 T2-220, 2010.
- [55] R. Datta e V. Ranganathan, "irect power control of grid-connected wound rotor induction machine without rotor position sensors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, n.º 3, pp. 390-399, 2001.
- [56] G.-C. Hsieh e J. Hung, "Phase-locked loop techniques. A survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, n.º 6, pp. 609-615, 1996.
- [57] S. Chattopadhyay, M. Mitra e S. Sengupta, *Electric Power Quality*, 2011.
- [58] M. I. o. Technology, "Academic Earth," [Online]. Available: <http://www.academicearth.org/lectures/induction-faradays-law-and-non-conservative-fields>. [Acedido em 8 Setembro 2012].
- [59] J. F. d. S. B. Ferreira, "Controlo de Geradores de Indução Duplamente Alimentados em Turbinas Eólicas," Faculdade de Ciências e Tecnologia, Universidade Nova de Lisboa, Lisboa, 2009.

Anexos

ANEXO A – TRANSFORMAÇÃO DE COORDENADAS

Muitas vezes é útil representar uma grandeza trifásica (p.ex: corrente, tensão, fluxo) num referencial de duas coordenadas. A utilização de diferentes referenciais facilita a formulação matemática, principalmente na análise de máquinas trifásicas.

Considera-se o vector espacial \vec{x} no sistema trifásico representado na figura A 1.

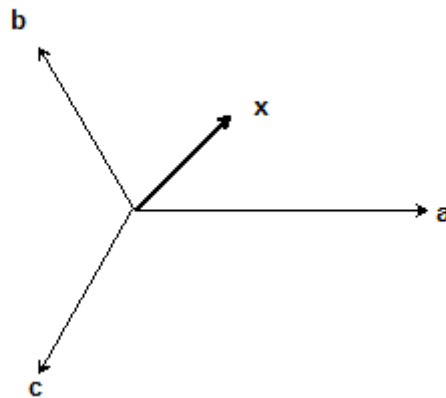


Figura A 1 – Representação de um vector espacial num sistema trifásico.

A transformação para um sistema de duas coordenadas, é também conhecida com transformada de Clarke [57], é feita através do seguinte sistema matricial:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{A. 1})$$

A figura A 2 mostra as componentes do vector espacial no sistema de coordenadas α, β .

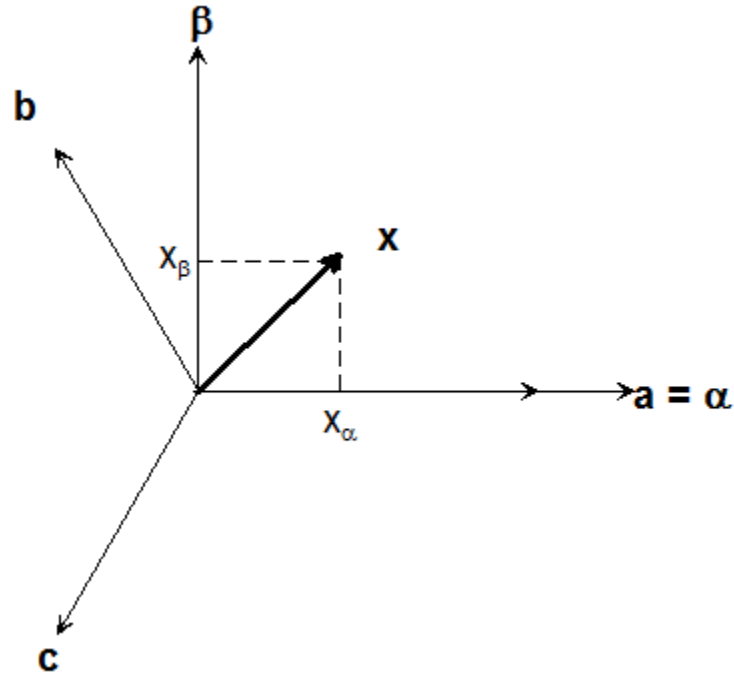


Figura A 2 - Representação em coordenadas α, β .

A matriz $C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$ é chamada de matriz de transformação directa de Clarke. De forma inversa, é permitido passar de um sistema de duas coordenadas α, β para um sistema trifásico recorrendo à transformada inversa.

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = C^{-1} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A. 2})$$

$$\text{onde } C^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}.$$

A transformação anterior representa o vector espacial num sistema difásico mas com coordenadas estáticas. Muitas vezes interessa recorrer a coordenadas móveis para representação de máquinas trifásicas de corrente alternada.

A transformação responsável pela passagem de um referencial fixo para um móvel chama-se transformada de Park e está representada na figura A 3.

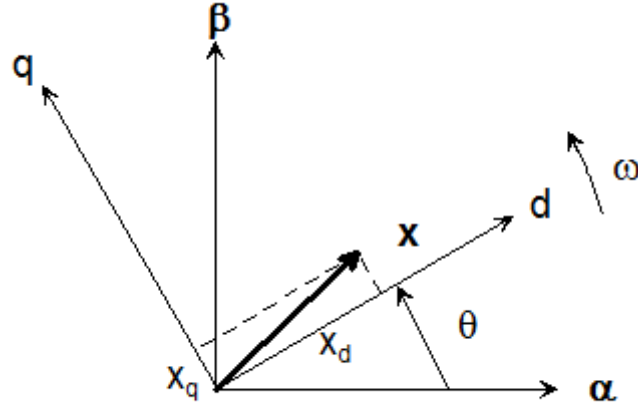


Figura A 3 - Representação em coordenadas dq.

A transformação de coordenadas $\alpha\beta$ para coordenadas dq faz-se recorrendo à seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A. 3})$$

Onde $P = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$

Da mesma forma que na transformação de Clarke, aqui também é possível proceder à transformação inversa.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = P^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{A. 4})$$

Foi visto na secção 2.1.4 que a obtenção de modelos da máquina de indução pode ser feita, representando as suas grandezas em diversos referenciais. Identificam-se os seguintes:

- Referencial do estator ($\alpha\beta$): Alinhado com o estator, a velocidade angular do referencial é zero e o vector espacial roda com velocidade angular ω_e .
- Referencial do rotor (DQ): Alinhado com o rotor, a velocidade angular do referencial é a velocidade mecânica ω_m , e o vector espacial roda com velocidade ω_r .
- Referencial síncrono (dq): A velocidade angular do referencial é a velocidade síncrona ω_e e o vector espacial não roda.

A figura A 4 mostra os três referenciais explicados anteriormente.

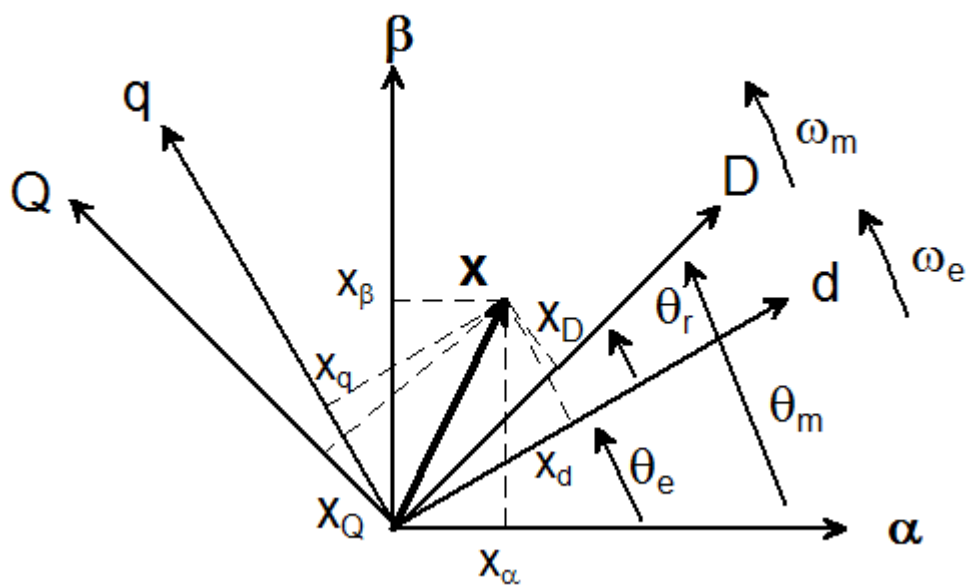


Figura A 4 - Representação nos diferentes referenciais.